

**Universidad de Alcalá**  
**Departamento de Electrónica**  
**Escuela Politécnica Superior**

**Máster Universitario en Ingeniería Electrónica**

**Trabajo Fin de Máster**

Diseño e implementación de un módulo de filtrado óptico adaptativo para aplicación en sensado distribuido de eventos sísmicos.

**Autor:** Pedro José Vidal Moreno

**Tutores:** David Barrera Vilar y Sonia Martín López

2020



# UNIVERSIDAD DE ALCALÁ

## ESCUELA POLITÉCNICA SUPERIOR

**Máster Universitario en Ingeniería Electrónica**

**Trabajo Fin de Máster**

**Diseño e implementación de un módulo de filtrado óptico adaptativo para aplicación en sensado distribuido de eventos sísmicos.**

Autor: Pedro José Vidal Moreno

Directores: David Barrera Vilar y Sonia Martín López

**Tribunal:**

**Presidente:** Fco. Javier Meca Meca

**Vocal 1º:** Santiago Cóbreces Álvarez

**Vocal 2º:** Álvaro Hernández Alonso

Calificación: .....

Fecha: .....





# Agradecimientos

Me gustaria dar las gracias a mis profesores Sonia, Miguel y David por haberme ofrecido la oportunidad de participar en este proyecto y haberme dado consejo siempre que me ha hecho falta. Tambien le agradezco mucho a mis compañeros la ayuda y acompañamiento que he recibido durante este curso.

Por último le doy las gracias a Raquel por haberme ayudado a revisar este trabajo.

A mis padres y a mi hermana.

Y a mi abuelo por haber sido fuente de inspiración durante estos años.



# Resumen

En este TFM se pretende diseñar un módulo de filtrado basado en tecnología de redes de Bragg en fibra óptica, el cual se considera óptimo para su aplicación en un sistema de sensado distribuido basado en tecnología CP- $\Phi$ OTDR (Reflectometría óptica en el dominio del tiempo sensible a la fase con pulsos *chirpados*). El módulo de filtrado permitirá la selección en longitud de onda con una característica espectral muy estrecha, mínimas pérdidas y sintonía. Dicho módulo se diseñará con el fin de que cumpla los requisitos necesarios para poder ser integrado en un sistema de monitorización distribuida de eventos sísmicos.

**Palabras clave:** Fotónica, OTDR, sensores distribuidos, sismología, sensado acústico distribuido, filtros ópticos .



# Abstract

This end-of-Master's project aims to design a filter module based on Bragg network technology, which is considered optimal for its application in a distributed sensing system based on chirped pulse phase sensitive optical time domain reflectrometry (CP- $\Phi$ OTDR) technology. The filtering module will allow selection in wavelength with a very narrow spectral characteristic, minimal losses and tuning. The module will be designed so that it meets the necessary requirements to be integrated into a distributed monitoring system for seismic events.

**Keywords:** Photonics, OTDR, Distributed Sensing, sismology, distributed acoustic sensing, optical filters.



# Índice general

Resumen	vii
Abstract	ix
Índice general	xi
Índice de figuras	xv
Índice de tablas	xix
<b>1 Introducción.</b>	<b>1</b>
1.1 Objetivos.	2
1.2 Entorno experimental previo.	3
1.3 Estructura del documento.	4
<b>2 Estudio teórico.</b>	<b>5</b>
2.1 Fenómenos de <i>scattering</i> en fibra óptica.	5
2.2 Introducción a los sensores distribuidos de fibra óptica.	6
2.2.1 Sensores basados en la dispersión de Raman.	6
2.2.2 Sensores basados en la dispersión de Brillouin.	6
2.2.3 DAS y Sensores basados en la dispersión de Rayleigh.	7
2.3 OTDR sensible a la fase con pulsos chirpados.	8
2.3.1 Descripción matemática de $CP - \Phi OTDR$ .	9
2.3.2 Mínima SNR de la traza requerida y características de las señales.	10
2.3.2.1 ASE en amplificadores de fibra dopada con Erblio.	11
2.3.3 Esquema típico de $CP - \phi OTDR$ .	12
2.4 Filtrado mediante FBGs.	13
2.4.1 Redes de Bragg en fibra.	13
2.4.1.1 Principio de funcionamiento.	14
2.4.1.2 Proceso de fabricación.	16
2.4.2 Célula Peltier.	18

2.4.2.1	Principio de funcionamiento. . . . .	19
2.4.2.2	Linealización y modelado. . . . .	19
2.4.2.3	Módulo termoelectrico. . . . .	21
2.4.3	Fotodetector. . . . .	22
2.5	Métodos de filtrado paso banda adaptativos. . . . .	22
2.5.1	Algoritmo de perturbación y observación. . . . .	23
2.5.2	Simulación. . . . .	23
2.5.3	Algoritmo basado en la modulación del láser. . . . .	24
<b>3</b>	<b>Desarrollo</b>	<b>27</b>
3.1	Introducción . . . . .	27
3.2	Elección del calentador. . . . .	27
3.2.1	Montaje con celda Peltier. . . . .	27
3.2.1.1	Controlador de temperatura Wavelength WTC3243. . . . .	28
3.2.2	Montaje con resistencia cerámica. . . . .	30
3.2.2.1	Control digital proporcional e integral. . . . .	30
3.2.2.2	Driver para la resistencia calefactora. . . . .	31
3.2.3	Resultados previos y comparación de los dos montajes. . . . .	31
3.3	Desarrollo del filtro. . . . .	33
3.3.1	Configuración del micro-controlador. . . . .	33
3.3.1.1	Fuente de reloj del micro-controlador. . . . .	34
3.3.1.2	Base de tiempos del <i>firmware</i> . . . . .	35
3.3.1.3	Salida PWM. . . . .	35
3.3.2	Convertor analógico-digital. . . . .	35
3.3.2.1	Convertor digital-analógico. . . . .	36
3.3.3	Programación. . . . .	37
3.3.3.1	Rutina del PID. . . . .	37
3.3.3.2	Rutina de la FFT. . . . .	37
3.3.3.3	Rutina de corrección de la temperatura. . . . .	37
3.3.4	Amplificador de transimpedancia. . . . .	38
3.3.5	Caracterización. . . . .	39
3.4	Integración en sistema $\Phi OTDR$ . . . . .	39
3.4.1	Amplificador óptico de semiconductor. . . . .	41
3.4.2	Amplificador de fibra dopada con erbio. . . . .	42



<b>4 Resultados.</b>	<b>43</b>
4.1 Introducción. . . . .	43
4.1.1 Métricas de calidad. . . . .	43
4.1.2 Estrategia y metodología de experimentación. . . . .	43
4.2 Ensayos de estabilidad térmica. . . . .	44
4.2.1 Primer ensayo. . . . .	44
4.2.2 Segundo ensayo. . . . .	45
4.2.3 Tercer ensayo. . . . .	46
4.3 Seguimiento del láser. . . . .	48
4.4 Resultados de la integración del filtro en el sistema $\Phi - OTDR$ . . . . .	49
4.5 Conclusiones sobre los resultados. . . . .	51
<b>5 Conclusiones y líneas futuras</b>	<b>53</b>
<b>6 Presupuesto</b>	<b>55</b>
6.1 Equipo de trabajo . . . . .	55
6.1.1 Coste del material. . . . .	55
6.1.2 Coste de la mano de obra. . . . .	56
6.1.3 Coste de ejecución del material. . . . .	56
6.1.4 Gastos generales y beneficio industrial. . . . .	56
6.1.5 Presupuesto de ejecución por contrata. . . . .	57
6.1.6 Honorarios. . . . .	57
6.1.7 Coste total del proyecto: . . . . .	57
<b>Bibliografía</b>	<b>59</b>
<b>A Esquemas y código fuente.</b>	<b>61</b>
A.1 Código fuente. . . . .	63
A.1.1 Main.c . . . . .	63
A.1.2 stm32l4xx_it.c . . . . .	79



# Índice de figuras

1.1	Cables de fibra submarinos desplegados hasta la fecha. . . . .	2
1.2	Diagrama de bloques del sistema DAS basado en CP- $\Phi$ OTDR. . . . .	3
1.3	Filtro utilizados típicamente en los sistemas CP – $\Phi$ OTDR y su espectro. . . . .	3
1.4	Ejemplo de espectro de emisión espontánea amplificada (ASE). . . . .	4
2.1	Espectros generados por los tres tipos de dispersión para una determinada longitud de onda $\lambda_0$ . . . . .	6
2.2	Principio de funcionamiento de CP – $\Phi$ OTDR. <b>(1)</b> El pulso óptico con chirp lineal se propaga a lo largo de la fibra y una pequeña parte de la potencia se dispersa hacia atrás elásticamente (Dispersión de Rayleigh). <b>(2)</b> La traza óptica es generada por la interferencia de la luz retrodispersada y variará si se produce una perturbación sobre la fibra que altere localmente la distancia del camino óptico (es decir, cambios en el índice de refracción (n) o en la longitud $L_i$ ). Una desplazamiento de la frecuencia puede compensar el cambio de fase, recuperando así la traza óptica anterior. <b>(3)</b> El chirp del pulso mapea estas compensaciones en un retardo temporal que es proporcional a la perturbación. [19] . . . . .	10
2.3	Diagrama de niveles de energía del erbio. . . . .	12
2.4	Diagrama posible para el sistema CP- $\Phi$ OTDR. . . . .	13
2.5	Estructura de una red de Bragg y espectros en reflexión y transmisión. . . . .	14
2.6	Espectro normalizado de una FBG como la utilizada en este trabajo. . . . .	14
2.7	Dependencia del ancho espectral de las FBGs con su longitud. . . . .	15
2.8	Espectro a distintas temperaturas de la FBG utilizada. Este espectro se ha medido con una fuente de luz de gran anchura espectral y baja densidad de potencia. . . . .	16
2.9	Comparación de los espectros de FBGs con distintas apodizaciones. . . . .	17
2.10	Esquema del sistema utilizado para fabricar la FBG. . . . .	18
2.11	Circuito equivalente de una célula Peltier (En negro parte eléctrica y en rojo la parte térmica). . . . .	20
2.12	Espectro óptico del láser pasado por el filtro sintonizado. . . . .	23
2.13	Algoritmo <i>Perturbe and Observe</i> . . . . .	23
2.14	Modelo de simulink de la resistencia y del transistor de excitación. . . . .	24
2.15	Resultados de la simulación. . . . .	24
2.16	Ruido de baja frecuencia en la potencia óptica. . . . .	25

2.17 Resultados de la simulación con el láser modulado. . . . .	25
3.1 Montaje del modulo termo eléctrico. . . . .	28
3.2 Esquema de conexión del montaje A. . . . .	28
3.3 Ensayo de estabilidad con el módulo TEC y WTC3243. . . . .	29
3.4 Diagrama de pines del modulo WTC3243 de Wavelength. . . . .	29
3.5 Valores de $R_{BIAS}$ . . . . .	30
3.6 Diagrama de conexión utilizado del módulo WTC3243 de Wavelength. . . . .	31
3.7 Esquema de conexión del montaje A. . . . .	31
3.8 Ensayo de estabilidad con la resistencia calefactora y el control digital. . . . .	32
3.9 Circuito de acondicionamiento de la NTC. . . . .	32
3.10 (a) Resistencia cerámica unida a la FBG y la NTC. (b) Placa controladora Nucleo-L432KC. (c) Circuito de excitación de la resistencia calefactora. (d) Circuito de acondicionamiento del fotodiodo. (e) Fotodiodo. . . . .	33
3.11 Configuración de los pines del <i>STM32L432KC</i> . . . . .	34
3.12 Esquema de configuración de la fuente de reloj del <i>STM32L432KC</i> . . . . .	35
3.13 Diagrama de flujo de la rutina de corrección de temperatura. . . . .	38
3.14 Circuito de acondicionamiento del fotodiodo. . . . .	38
3.15 Caracterización del fotodiodo utilizado. . . . .	39
3.16 Esquema del $\Phi OTDR$ con el filtro integrado en la rama de emisión del pulso. VOA: ate- nuador óptico variable, EDFA: amplificador de fibra dopada con Erblio, BPF: filtro paso banda, SG: generador de señales, ECL: láser de cavidad externa. . . . .	40
3.18 Montaje práctico del $\Phi OTDR$ con el filtro integrado en la rama de recepción de la traza. (a) Láser DFB. (b) Aislador 1. (c) SOA. (d). Aislador 2. (e) EDFA de la rama de emisión. (f) Filtro 0.8 nm. (g) Atenuador 1. (h) Circulador. (i) Fibra bajo test (FUT). (j) EDFA de la rama de recepción. (k) Circulador del filtro. (l) FBG. (m) Acoplador 10 %-90 %. (n) Circuito de acondicionamiento y control del filtro. (o) Atenuador. (p) Fotodetector. . . . .	40
3.17 Esquema del $\Phi OTDR$ con el filtro integrado en la rama de recepción de la traza. VOA: atenuador óptico variable, EDFA: amplificador de fibra dopada con Erblio, BPF: filtro paso banda, SG: generador de señales, ECL: láser de cavidad externa . . . . .	41
4.1 Esquema de conexión del láser DFB. . . . .	44
4.2 Resultados del primer ensayo. La base de tiempos se muestra en el eje horizontal. Medidas tomadas entre las 12:05 del 23 de junio y las 8:30 del 24 de junio de 2020. . . . .	45
4.3 Esquema de conexión del láser DFB con foto-diodo a la entrada del filtro. . . . .	45
4.4 Resultados del segundo ensayo. La base de tiempos se muestra en el eje horizontal. Medidas tomadas entre las 00:25 y las 8:30 del 2 de julio de 2020. . . . .	46
4.5 Esquema de conexión del láser DFB con foto-diodo a la entrada del filtro colocando la FBG en un horno controlado en temperatura. . . . .	47
4.6 Resultados del tercer ensayo. La base de tiempos se muestra en el eje horizontal. Medidas tomadas entre las 19:25 del 2 de julio y las 8:30 del 3 de julio de 2020. . . . .	47

4.7	Resultados del ensayo de seguimiento de longitud de onda. De arriba a abajo: Longitud de onda del láser modificada manualmente; Evolución de la consigna de temperatura calculada y la temperatura del filtro; Magnitud del armónico a 125Hz; fase del armónico a 125Hz. . .	48
4.8	Comparación de los filtros utilizados. Antes de recoger las trazas del Phi-OTDR, hay que asegurarse de llegue la misma potencia a del filtro la longitud de onda central. . . . .	49
4.9	Comparación de las trazas obtenidas colocando los filtros en la rama de recepción. . . . .	50
4.10	Comparación de las trazas obtenidas colocando los filtros en la rama de emision. . . . .	50



# Índice de tablas

3.1	Parámetros de configuración del generador de pulsos utilizados. . . . .	41
3.2	Parámetros de configuración de los EDFA utilizados. . . . .	42
4.1	Comparación de las SNR conseguidas colocando los dos filtros en la rama de recepción y de emisión del pulso. . . . .	49
6.1	. . . . .	55
6.2	Coste de los componentes para el control de la FBG. . . . .	56
6.3	Coste de la mano de obra. . . . .	56
6.4	Coste de ejecución del material. . . . .	56
6.5	Gastos generales y beneficio industrial. . . . .	57
6.6	Presupuesto de ejecución por contrata. . . . .	57
6.7	Honorarios. . . . .	57





# Capítulo 1

## Introducción.

Hoy en día, existe un gran despliegue de fibra óptica alrededor del planeta (Fig. 1.1)<sup>1</sup>. Actualmente, gracias al desarrollo de las comunicaciones por fibra, contamos con una red de más de un millón de kilómetros de fibra óptica instalados, cubriendo gran parte de la superficie terrestre, incluyendo fibra transoceánica que conecta distintos continentes. Esta red de fibra ha estado creciendo continuamente durante las últimas décadas, siendo utilizada mayoritariamente para telecomunicaciones. Esto ha llevado aparejado un desarrollo intensivo de toda la tecnología relacionada con la fotónica y los sistemas ópticos. En los últimos tiempos, estos importantes avances están siendo aprovechados para el desarrollo de otras áreas como son, por ejemplo, el desarrollo de sensores de fibra óptica. En particular, la combinación de los grandes tendidos de fibra óptica con los recientes desarrollos fotónicos ha dado lugar a la aparición de un nuevo tipo de sensores de fibra óptica conocidos como sensores distribuidos. Los sensores distribuidos de fibra óptica emplean una fibra óptica convencional como una matriz densa de sensores, capaces de medir ciertas magnitudes físicas que afectan al índice de refracción de la fibra, como puede ser deformación, temperatura o birrefringencia. Esta tecnología está basada en los procesos de dispersión que ocurren en los cristales de la fibra y dependiendo de cuál de los procesos es el explotado (Rayleigh, Brillouin o Raman), los sensores tendrán unas características particulares. El bajo número de trazas necesarias en los sensores basados en la dispersión de Rayleigh ha hecho que esta técnica sea útil para medir en frecuencias acústicas, dando lugar al campo de la detección acústica distribuida (DAS).

DAS<sup>2</sup> se ha propuesto principalmente como sistema de monitorización en la industria del petróleo y el gas. Sin embargo, las medidas realizadas con DAS en los laboratorios [1] han conseguido un ancho de banda acústico desde los 0.008Hz hasta los 49.5 kHz, lo que sugiere posibles aplicaciones para ondas sísmicas de baja frecuencia (<1Hz).

Recientemente, se ha propuesto utilizar la red de fibra óptica de comunicaciones ya instalada como una red de sismógrafos distribuidos [2][3].

El uso de la fibra óptica como elemento sensor para adquirir información sísmica supone importantes ventajas en el campo de la tomografía terrestre. Cuando se usa la fibra como sensor distribuido, esta se comporta como una densa red de sensores puntuales separados por la resolución espacial (del orden de metros), en la que todos los sensores miden de forma simultánea y continua, transmitiendo la información por el mismo elemento transductor (la fibra óptica). La alta resolución espacial, unida a la gran cobertura alrededor del planeta, asegura un adecuado muestreo de las ondas sísmicas. Además, otra

---

<sup>1</sup>www.submarinecablemap.com - 8 de Junio de 2020

<sup>2</sup>Siglas de Distributed Acoustic Sensing

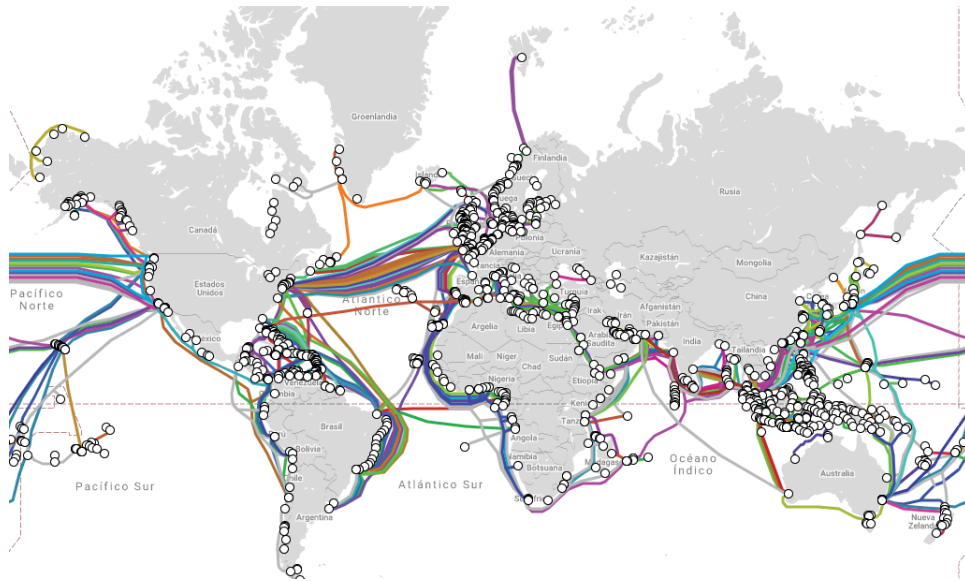


Figura 1.1: Cables de fibra submarinos desplegados hasta la fecha.

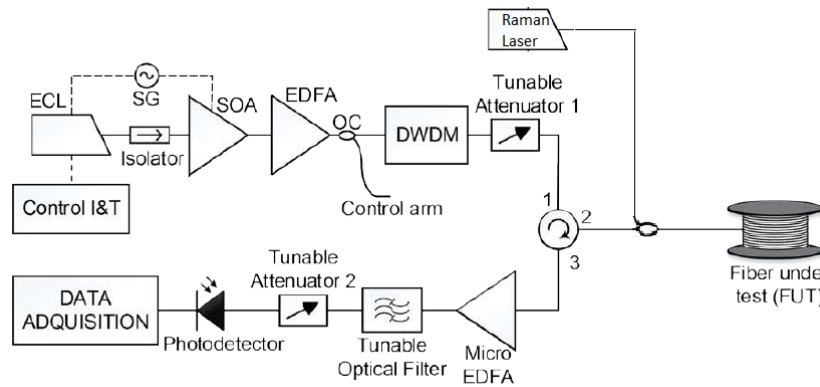
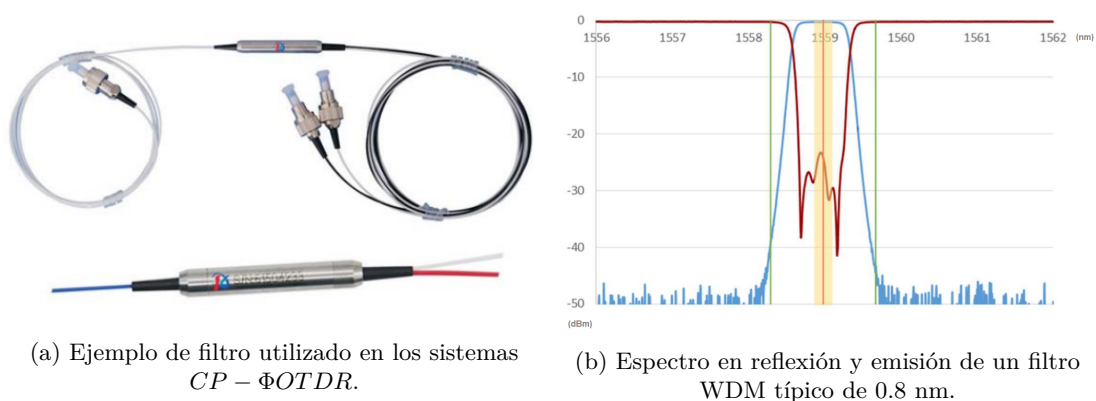
importante ventaja es el bajo coste asociado a la instalación y mantenimiento ya que se está utilizando una infraestructura ya en uso. Por otro lado, las compañías de comunicaciones, instalan fibras extra para afrontar posibles futuras ampliaciones de la red. Estas fibras extra, que actualmente no se utilizan y son llamadas fibras oscuras, se alzan como excelentes candidatas para esta aplicación, asegurando una mínima intrusión en los enlaces de comunicaciones ópticas [2]. Para ello se ha utilizado la reciente tecnología de sensado distribuido basada en reflectometría óptica temporal sensible a la fase ( $\Phi$ OTDR) usando pulsos con *chirp* (CP- $\Phi$ OTDR) [4]. Esta tecnología ha demostrado su potencial para detectar vibraciones, variaciones de temperatura o de tensión en la fibra con una alta sensibilidad y resolución espacial; todo esto, utilizando un circuito simple y robusto frente al ruido.

A la hora de diseñar un sistema CP- $\Phi$ OTDR nos encontramos con el desafío de mejorar todo lo posible la relación señal ruido del sistema. Para ello, se puede trabajar tanto en aumentar la potencia de la señal útil, como en disminuir la potencia del ruido. Como se verá más adelante en la sección 2.3, los propios componentes del sistema introducen ruidos de distintos tipos. En concreto, los amplificadores utilizados para acondicionar las señales, introducen ruido óptico de espectro ancho, el cual se vuelve dominante en situaciones normales de medición. Es por esto por lo que se vuelve necesario filtrar este ruido con el fin de aumentar la SNR de las mediciones.

## 1.1 Objetivos.

En este trabajo de fin de máster se pretende diseñar un modulo de filtrado óptico basado en redes de Bragg en fibra (FBG). El modulo de filtrado permitirá la selección de la longitud de onda central con una característica espectral muy estrecha, mínimas pérdidas y sintonía. Dicho modulo se diseñará con el fin de que cumpla los requisitos necesarios para poder ser integrado en un sistema DAS para la monitorización distribuida de eventos sísmicos basado en la técnica CP- $\Phi$ OTDR. En la figura 1.2 se puede ver el esquema del sistema en el que se integrará el filtro. Actualmente, se utilizan filtros WDM<sup>3</sup> para reducir el ruido aditivo de las trazas. Estos filtros son los utilizados en telecomunicaciones y se distribuyen comercialmente para bandas fijas designadas por la ITU. Además estos filtros tienen anchos de banda típicos del orden de  $\approx 100\text{GHz}$ . Con el filtro diseñado en este trabajo se pretende mejorar el sistema, pudiendo filtrar con un

<sup>3</sup>Wavelength Division Multiplexing

Figura 1.2: Diagrama de bloques del sistema DAS basado en CP- $\Phi$ OTDR.Figura 1.3: Filtro utilizados típicamente en los sistemas CP- $\Phi$ OTDR y su espectro.

ancho de banda menor y a una banda de frecuencias variable según los intereses del sistema, ya que las redes de Bragg en fibra pueden llegar a ofrecer anchos de banda típicos desde  $0,01\text{nm}$  hasta más de  $1\text{nm}$ . Una explicación detallada del funcionamiento de las redes de Bragg en fibra se encuentra en el apartado 2.4. Cabe remarcar, que un problema con el que nos encontramos a la hora de utilizar redes de Bragg en fibra como filtro óptico, es la enorme dependencia de la longitud de onda central con la temperatura. En los capítulos siguientes se verá como se soluciona esto y se aprovecha dicha característica para poder sintonizar el filtro diseñado a la longitud de onda deseada.

## 1.2 Entorno experimental previo.

Este proyecto se ha realizado en las instalaciones del laboratorio del Grupo de Ingeniería Fotónica de la UAH. Para el desarrollo del trabajo se estiman necesarios una serie de materiales y de equipos que se detallan en el capítulo 6. En este apartado se hablará sobre los filtros ópticos utilizados hasta la fecha en los sistemas CP- $\Phi$ OTDR y sobre las limitaciones de estos. En la imagen de la figura 1.3a podemos observar un ejemplo de filtro óptico. Estos filtros, diseñados para separar bandas de telecomunicaciones, tienen un ancho de banda a -3dB de  $1\text{ nm}$  típicamente, llegando a un mínimo de  $0.8\text{ nm}$  los que se encuentran de forma comercial. Como se comenta anteriormente, los amplificadores ópticos utilizados en los sistemas CP- $\Phi$ OTDR, introducen ruido de gran ancho de banda que se puede ver en la gráfica de la figura 1.4. Estos amplificadores son los llamados amplificadores de fibra dopada con erbio (EDFA) y se estudiarán más detalladamente en la sección 2.3.2.1. Como se ve más adelante también, este ruido debe ser filtrado, y el uso de filtros con un ancho de banda menor que los utilizados hasta la fecha, mejoraría

la SNR de las medidas realizadas a lo largo de la fibra óptica. Es por esto por lo que se propone utilizar una red de Bragg en fibra (FBG)<sup>4</sup> como filtro óptico de bajo ancho de banda (del orden de 0.1 nm).

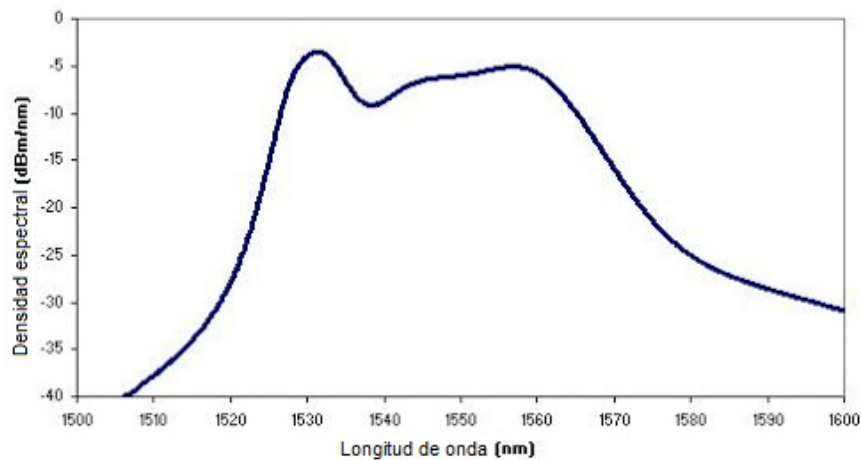


Figura 1.4: Ejemplo de espectro de emisión espontánea amplificada (ASE).

### 1.3 Estructura del documento.

Este trabajo de fin de máster se estructura en 3 capítulos, en el primero, dedicado al estudio teórico, se analizarán la técnica CP- $\Phi$ OTDR así como los conceptos de filtrado mediante redes de Bragg. En el siguiente capítulo, referente al desarrollo práctico, se explicarán las cuestiones técnicas sobre el hardware y el software desarrollados y los distintos componentes utilizados. Por último se analizarán los resultados en base a las métricas de calidad necesarias para la aplicación de la detección de sismos. Se expondrán las conclusiones obtenidas y se hablará de líneas futuras de mejora.

---

<sup>4</sup>Fiber Bragg Grating. Suministrada por el director de este trabajo en colaboración con la Universitat Politècnica de València.

## Capítulo 2

# Estudio teórico.

En este primer capítulo se hablará sobre los fenómenos de *scattering* que dan lugar a la posibilidad de crear sensores distribuidos de fibra óptica [2.1]. Posteriormente se hará una introducción a dichos sensores [2.2] donde se explicará finalmente el tipo de sistemas en los que se enmarca el presente trabajo de fin de máster [2.2.3]; estos son, los equipos DAS basados en reflectometría óptica en el dominio del tiempo sensible a la fase utilizando pulsos con *chirp*. Para entender estos sistemas es importante conocer una serie de conceptos que se explican en la sección 2.3. En este proyecto se diseñará un filtro óptico basado en una red de Bragg en fibra, por lo cual, la sección 2.4 se dedicará a hablar sobre estas redes y sobre los elementos que se utilizarán para su sintonización. Por último, en la sección 2.5, se estudiarán dos posibles algoritmos para la sintonización automática del filtro.

### 2.1 Fenómenos de *scattering* en fibra óptica.

A grandes rasgos, el *scattering*, o dispersión, ocurre cuando un fotón encuentra irregularidades, como átomos o moléculas, en el medio en el que viaja. Esto puede producirse bien de forma inelástica, cuando los fotones intercambian energía con los átomos o moléculas; o bien de forma elástica, cuando el intercambio de energía es insignificante. Como dispersión inelástica tenemos el *scattering* de Brillouin y el de Raman, y según si los fotones ceden o absorben energía, se puede diferenciar en dispersión Stokes y anti-Stokes respectivamente. Por otro lado, la dispersión de Rayleigh, se produce con un intercambio de energía muy pequeño, por lo que la energía final del fotón no se verá modificada significativamente. Si recordamos la relación de Planck-Einstein (2.1), la frecuencia de un fotón es directamente proporcional a la energía de este. Por lo tanto los fenómenos de dispersión de Raman y Brillouin vienen acompañados con un salto en la frecuencia de los fotones, mientras que con la dispersión de Rayleigh esto no ocurre. En la figura 2.1 podemos visualizar como se distribuyen las distintas dispersiones alrededor de una frecuencia determinada.

$$E = h\nu \tag{2.1}$$

Es importante remarcar que la dispersión puede ocurrir en cualquier dirección, por este motivo, al dispersarse la luz en una fibra óptica, habrá fotones que "reboten" hacia atrás al chocar contra un centro de dispersión, sin embargo, otros fotones se perderán a través de la cubierta de la fibra óptica. Los fotones que hayan sido guiados hacia atrás pueden ser detectados y analizados para hacernos una idea del estado de la fibra, como se hace con los equipos de reflectometría óptica en el dominio del tiempo (OTDR), o, mediante técnicas más sofisticadas: medir temperatura, deformaciones o vibraciones a lo largo de la fibra.

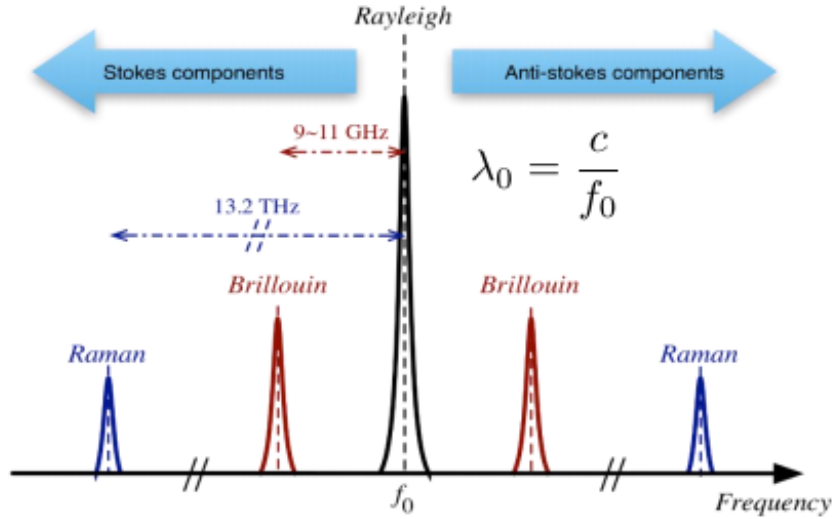


Figura 2.1: Espectros generados por los tres tipos de dispersión para una determinada longitud de onda  $\lambda_0$ .

## 2.2 Introducción a los sensores distribuidos de fibra óptica.

Los sensores distribuidos de fibra óptica (DOFS) permiten la medida continua de diferentes parámetros físicos (temperatura, deformación, birrefringencia) a lo largo de la fibra. En esta sección se hará un resumen de los distintos métodos utilizados hasta la fecha y sus resultados. Según cuál de los procesos de dispersión ocurridos dentro de la fibra se utilice (Rayleigh, Brillouin o Raman), los sensores tendrán unas características particulares. Por otro lado, es importante resaltar que se puede conseguir mejoras en los resultados utilizando fibras especiales con perfiles de dispersión específicos o baja dispersión intermodal, pero en esta sección se analizan los métodos utilizados sobre fibra óptica convencional.

### 2.2.1 Sensores basados en la dispersión de Raman.

Usando sensores basados en Raman se ha llegado a conseguir una resolución espacio/temperatura de 17m/5K demostrada a lo largo de 40 km [5]. Estos sensores utilizan la reflectometría óptica en el dominio del tiempo analizando la retrodispersión espontánea de Raman generada por un pulso de interrogación. Sin embargo, debido a la débil intensidad de la luz refractada, estos sensores, generalmente, tienen una relación señal-ruido (SNR) pobre, lo que limita tanto su resolución de detección como su resolución espacial. Debido a esto, la dispersión de Raman se utiliza principalmente para medidas estáticas de temperatura y cortos alcances.

### 2.2.2 Sensores basados en la dispersión de Brillouin.

Con los sensores basados en la dispersión de Brillouin (BOTDA)<sup>1</sup> se han conseguido resoluciones de 2m/1.2K a lo largo de 100 km [6] en medidas estáticas de temperatura, lo cual mejora en gran medida la resolución conseguida con sensores Raman. Aún así, debido a que el procesamiento de estos sensores requieren un gran número de operaciones como promedios y barridos de frecuencia, el tiempo de medida es de varios minutos para longitudes de fibra en torno a los 50 km o superiores.

Recientemente, también se han propuesto esquemas basados en el scattering Brillouin para un sensado

<sup>1</sup>Brillouin Optical Time Domain Analysis

dinámico de los esfuerzos o deformaciones a los que está sometida la fibra [7]-[10] con una frecuencia de muestreo de 20 Hz gracias a la técnica BOCDA<sup>2</sup>[7]. Sin embargo, en estos sensores el rango es bastante limitado. Con una implementación más rápida de BOTDA [8] se consigue utilizar menos promediados, aunque siguen siendo necesarios los barridos de frecuencia. Con este avance se llegan a conseguir muestreos de 10 kHz con una desviación estándar de  $5\mu\epsilon$  aunque esta técnica es adecuada para fibras cortas, del orden de 100m. Posteriormente se demostró la posibilidad de utilizar la técnica BOTDA sin necesidad de barridos de frecuencia [9]. En este caso, la respuesta dinámica se logra sintonizando la pendiente de la respuesta de ganancia de Brillouin de la fibra. Esta propuesta presenta varias limitaciones cuando se la compara con la BOTDA convencional, particularmente en lo concerniente al rango dinámico, que se ve limitado por el ancho del espectro de la ganancia de Brillouin de la fibra.

Por otro lado, tenemos las técnicas basadas en reflectometría. Las implementaciones basadas en BOTDR<sup>3</sup>, permiten una medida de las deformaciones a lo largo de 50 km [10] con una precisión de  $50\mu\epsilon$ . En cambio, el ratio de muestreo conseguido no sobrepasa los pocos Hz.

### 2.2.3 DAS y Sensores basados en la dispersión de Rayleigh.

Por último, los sensores considerados en el resto de este trabajo son los basados en la dispersión de Rayleigh. Estos sensores, típicamente necesitan muchos menos promediados que los basados en los fenómenos anteriores, por lo que son más apropiados para medidas dinámicas con frecuencias de muestreo más elevadas. En el dominio de la frecuencia, la técnica utilizada es OFDR<sup>4</sup>. Con esta técnica se puede conseguir una resolución espacial muy alta [11] pero requiere hacer barridos de frecuencia con el láser, lo que implica tiempos de medida largos que impiden una detección acústica real.

Para conseguir resoluciones espaciales de unos pocos metros a lo largo de fibras más largas (superando los 100 km), se ha utilizado la reflectometría en el dominio del tiempo sensible a la fase ( $\Phi$ OTDR) [12]. Sin embargo, las lecturas verdaderas de deformación/temperatura no se pueden realizar con este sistema a no ser que se implementen métodos complejos de recuperación de fase [13][14] o se usen pulsos con chirp [4]. Por otro lado, el  $\Phi$ OTDR tradicional (sin recuperación de fase) sí que permite mediciones de deformaciones relativas o vibraciones distribuidas con un ancho de banda alto, el cual solo está limitado por la longitud de la fibra. Este ancho de banda varía del orden de decenas de kHz para unos pocos kilómetros [15], hasta cientos de Hz para longitudes de más de 100 km [12]. Como contra-parte, estas mediciones se basan en variaciones de intensidad de la señal reflejada que no muestra una variación lineal con la perturbación aplicada, por este motivo, como se comenta anteriormente, este método aplicado directamente no sirve para medir magnitudes como temperatura, deformación relativa o *strain*, o birrefringencia de forma absoluta.

En cambio, se ha demostrado que las perturbaciones de temperatura o deformación aplicadas a la fibra, producen variaciones lineales en la fase de la traza reflejada. Gracias a esto, implementando métodos de recuperación de la fase, se abre la posibilidad de realizar mediciones estáticas muy sensibles a las variaciones del índice de refracción, que pueden utilizarse para conseguir muy alta resolución en la medida de temperaturas [17], tensión [16] y mediciones de birrefringencia [18]. Por ejemplo, las resoluciones de temperatura demostradas con este método son de 0.01K, dos ordenes de magnitud por debajo de las resoluciones típicas de 1K proporcionadas por los sensores Brillouin. Si bien, debido a los requisitos de escaneo de frecuencia, el tiempo de medición y la complejidad del sistema aumentan. Cabe destacar que, para la monitorización de actividad sísmica de forma distribuida, es necesario tanto medir dinámicamente las perturbaciones, como conocer con precisión la magnitud de estas. No obstante, lo que se mide en las

<sup>2</sup>Brillouin Optical Correlation-Domain Analysis

<sup>3</sup>Brillouin Optical Time Domain Reflectometer

<sup>4</sup>Optical Frequency Domain Reflectometry



técnicas de reflectometría tradicionales es la potencia óptica de la traza, la cual no tiene una relación lineal con la magnitud de la perturbación, lo que hace necesario buscar métodos para, por ejemplo, estimar las variaciones de fase producidas [16][17]. De forma alternativa, con la realización de barridos de frecuencia, se propuso utilizar el principio de recuperación de la dispersión de Rayleigh [19]: *Un cambio local del índice de refracción de la fibra en una posición específica, puede ser compensado por un desplazamiento de la frecuencia del pulso que es proporcional a la variación del camino óptico.* Este principio puede ser utilizado para cuantificar la perturbación buscando entre todas las trazas la frecuencia particular que ha compensado el efecto de la perturbación en una determinada ventana de tiempo.

$$\frac{\Delta n_g}{n_g} = \frac{\Delta v}{v_0} \quad (2.2)$$

Es por esta razón, por lo que, hasta la fecha, las dos técnicas utilizadas para ello son, por un lado, las basadas en  $\Phi$ OTDR con demodulación o recuperación de la fase, y por otro lado las que utilizan pulsos con chirp: CP- $\Phi$ OTDR. La diferencia fundamental con el método anterior es que ahora se le añade un *chirp* lineal al pulso, esto es, una variación lineal de la frecuencia instantánea a lo largo del ancho del pulso. Es decir, consiste en una modificación del  $\Phi$ OTDR en el que se le añade chirp a los pulsos para evitar tener que realizar barridos de frecuencia con el láser. Con este método (CP- $\Phi$ OTDR<sup>5</sup>) se consiguen hacer medidas de temperatura y deformación a lo largo de la fibra con único pulso y sin aumentar significativamente la complejidad del sistema tradicional  $\Phi$ OTDR (sin recuperación de fase) basado en la medida de la intensidad. El mayor distintivo de esta técnica es que permite eludir la necesidad de la recuperación de fase o de barridos de frecuencia [4]. De forma similar a lo que se hace con otras técnicas de reflectometría, en el sistema general en el que se enmarca este trabajo (DAS basado CP- $\Phi$ OTDR), se interroga la fibra óptica mediante la propagación de un tren de pulsos (típicamente rectangulares), y posteriormente se analiza la luz refractada hacia atrás por la dispersión de Rayleigh. En los métodos OTDR sensibles a la fase, la propagación de los pulsos de luz se produce de forma coherente, de tal manera que la luz reflejada por cada centro de dispersión (defectos, moléculas, iones o cualquier inhomogeneidad de la fibra) se suma de forma coherente creando un patrón de interferencias aleatorio pero que permanece inalterable a no ser que haya una perturbación externa. Las perturbaciones de *strain* o temperatura modificarán de forma local el índice de refracción de la fibra, pudiendo así encontrar una relación lineal entre la perturbación y la variación del índice de refracción.

## 2.3 OTDR sensible a la fase con pulsos chirpados.

Esta modificación de la técnica de  $\phi$ OTDR original, simplifica considerablemente la forma en la que se detectan las perturbaciones a lo largo de la fibra, además permite cuantificarlas sin tener que utilizar métodos más costosos de recuperación de la fase [16][17]. Por otro lado, se ha demostrado que con este método (CP- $\phi$ OTDR) se consigue una robustez frente al ruido de fase del láser de interrogación y una sensibilidad de medida extraordinarias. El principio de funcionamiento de este método se basa en la relación entre el dominio de la frecuencia y el dominio del tiempo que se consigue añadiendo el chirp lineal a los pulsos de interrogación, esta relación se puede deducir en el dominio de la frecuencia [19] o bien de forma intuitiva analizando lo que ocurre a lo largo de la propagación de los pulsos en cada instante de la fotodetección [4]. En la figura 2.2 se observa un resumen del principio de funcionamiento de esta técnica.

---

<sup>5</sup>Chirped Pulse Phase Sensitivity Optical Time Domain Reflectometry



### 2.3.1 Descripción matemática de $CP - \Phi OTDR$ .

El pulso puede ser modelado como:

$$p(t) = \hat{p}(t)e^{j2\pi v_0 t} \quad (2.3)$$

$$\hat{p}(t) = \text{rect}\left(\frac{t}{\tau_p}\right) \cdot e^{-j2\pi \frac{\delta v_p}{2\tau_p} t^2} = \hat{a}(t) \cdot e^{-j2\pi \frac{\delta v_p}{2\tau_p} t^2} \quad (2.4)$$

Donde  $v_0$  es la frecuencia central del pulso y  $\hat{p}(t)$  es la amplitud compleja. La máxima excursión de frecuencia instantánea introducida por el *chirp* es  $\delta v_p$  y  $\tau_p$  es el ancho del pulso. Podemos calcular el espectro total del pulso haciendo la convolución de la transformada de Fourier de los dos términos que se multiplican en 2.4:

$$\begin{aligned} \hat{P}(\omega) &= \sqrt{\frac{\tau_p}{\delta v_p}} \int_{-\infty}^{\infty} \hat{A}(\Omega) \cdot e^{j\frac{\tau_p}{4\pi\delta v_p}(\omega-\Omega)^2} d\Omega = \sqrt{\frac{\tau_p}{\delta v_p}} \int_{-\infty}^{\infty} \hat{A}(\Omega) \cdot e^{j\frac{\tau_p}{4\pi\delta v_p}(\omega^2+\Omega^2-2\omega\Omega)} d\Omega \\ &= \sqrt{\frac{\tau_p}{\delta v_p}} e^{j\frac{\tau_p}{4\pi\delta v_p}\omega^2} \int_{-\infty}^{\infty} \hat{A}(\Omega) \cdot e^{j\frac{\tau_p}{4\pi\delta v_p}\Omega^2} \cdot e^{-j\frac{\tau_p}{2\pi\delta v_p}\omega\Omega} d\Omega \end{aligned} \quad (2.5)$$

Donde  $\hat{A}(\Omega)$  es la transformada de Fourier de la función rectangular, esto es idealmente la función *sinc*, aunque en la realidad conviene que esta tenga un contenido espectral bien definido y no infinito. Por otro lado, la variable  $\omega$  es la frecuencia angular ( $\omega = 2\pi v$ ) y  $\Omega$  es la variable auxiliar en unidades de frecuencia angular. **Si el contenido espectral introducido por el *chirp* ( $2\pi\Delta B_A$ ) es lo suficientemente grande comparado con contenido espectral de la función rectangular  $\hat{A}(\Omega)$ .** O, en otras palabras,  $\delta v_p$  debe de ser mucho mayor que el ancho de banda mínimo del pulso. Si se cumple esto, se puede asumir que:

$$\frac{\tau_p}{\delta v_p} \pi \Delta B_A^2 \ll 1 \quad (2.6)$$

$$\frac{\tau_p}{4\pi\delta v_p} \Omega^2 \leq \frac{\tau_p}{4\pi\delta v_p} (2\pi\Delta B_A)^2$$

Y por lo tanto, el término anterior puede ser depreciado y la ecuación 2.5 puede ser aproximada por:

$$\hat{P}(\omega) \approx \sqrt{\frac{\tau_p}{\delta v_p}} e^{j\frac{\tau_p}{4\pi\delta v_p}\omega^2} \int_{-\infty}^{\infty} \hat{A}(\Omega) \cdot e^{-j\frac{\tau_p}{2\pi\delta v_p}\omega\Omega} d\Omega \quad (2.7)$$

Según el teorema de la inversión de Fourier, el término dentro de la integral se corresponde con  $\hat{a}(t)$ :

$$\hat{P}(\omega) \approx \sqrt{\frac{\tau_p}{\delta v_p}} e^{j\frac{\tau_p}{4\pi\delta v_p}\omega^2} \cdot \hat{a}(t) \Big|_{t=-\frac{\tau_p}{2\pi\delta v_p}\omega' = -\frac{\tau_p}{\delta v_p}v} \quad (2.8)$$

Visto esto, si se cumple la condición 2.6, aparece una relación lineal entre la señal en el dominio del tiempo y su espectro de frecuencia. Cualquier variación en uno de los dominios es reproducido en el otro siguiendo la ecuación 2.8. Por lo tanto, cuando una perturbación produce un desplazamiento espectral  $\Delta v$  en la traza (por el principio de 2.2), se traduce en un retardo temporal localizado en la posición a la que haya ocurrido la perturbación.

$$\Delta t = -\frac{\tau_p}{\delta v_p} \Delta v \quad (2.9)$$

Finalmente, se puede decir que este método se basa en la estimar los retardos locales en la traza ( $\Delta t$ )

### Chirped-pulse $\Phi$ OTDR

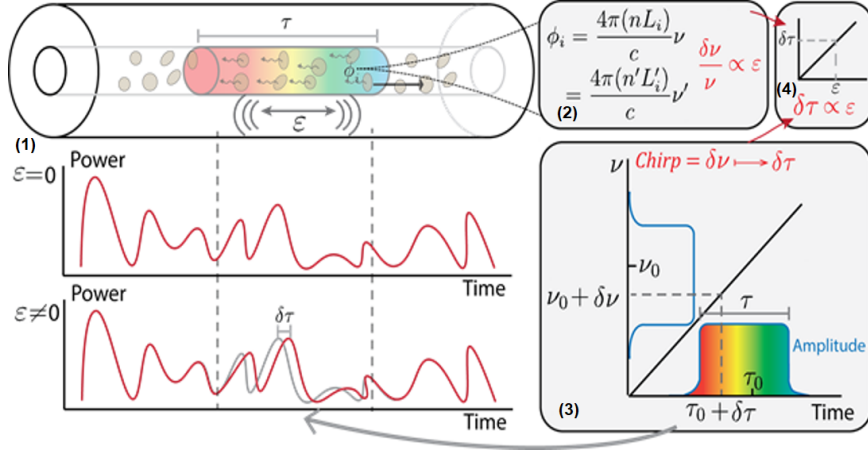


Figura 2.2: Principio de funcionamiento de CP –  $\Phi$ OTDR. (1) El pulso óptico con chirp lineal se propaga a lo largo de la fibra y una pequeña parte de la potencia se dispersa hacia atrás elásticamente (Dispersión de Rayleigh). (2) La traza óptica es generada por la interferencia de la luz retrodispersada y variará si se produce una perturbación sobre la fibra que altere localmente la distancia del camino óptico (es decir, cambios en el índice de refracción ( $n$ ) o en la longitud  $L_i$ ). Una desplazamiento de la frecuencia puede compensar el cambio de fase, recuperando así la traza óptica anterior. (3) El chirp del pulso mapea estas compensaciones en un retardo temporal que es proporcional a la perturbación. [19]

mediante algoritmos similares a los utilizados en el radar (TDE<sup>6</sup>); y en conocer la relación existente entre las perturbaciones y la variación en el índice de refracción de grupo de la fibra. Esta relación es distinta para perturbaciones de *strain* ( $\Delta\epsilon$ ) y variaciones de temperatura ( $\Delta T$ ). Combinando esto último, 2.2 y 2.9:

$$-0,78 \cdot \Delta\epsilon \approx (-6,92 \cdot 10^{-6}) \cdot \Delta T \approx \frac{\Delta n_g}{n_g} = \frac{\Delta v}{v_0} = -\frac{\tau_p}{\delta v_p v_0} \quad (2.10)$$

#### 2.3.2 Mínima SNR de la traza requerida y características de las señales.

Si queremos diseñar un filtro que cumpla con los requisitos de la aplicación, es necesario conocer muy bien las características de las señales con las que se va a trabajar. Es por esto por lo que, en esta sección, se hará una revisión de las señales recibidas en la rama de recepción de un sistema CP –  $\Phi$ OTDR. Se define la resolución espacial óptica como la longitud mínima entre dos perturbaciones aplicadas a la fibra que causan una variación en determinado punto de la traza. En los sensores basados en OTDR, esta resolución depende del ancho del pulso y del índice de refracción de la fibra con la siguiente ecuación:

$$\Delta x_{min} = \frac{c \cdot \tau_p}{2n_g} \quad (2.11)$$

Por ejemplo, para un ancho de pulso de  $\tau_p = 100ns$  tendríamos una resolución espacial de aproximadamente 10 m. Por otro lado, la energía del pulso debe de ser lo suficientemente alta como para asegurar una SNR que permita una sensibilidad apropiada en la magnitud medida. Sin embargo, si intentamos mejorar la resolución disminuyendo el ancho del pulso  $\tau_p$ , obtendremos trazas de menor potencia y por lo tanto peor sensibilidad de medida, por lo que se debe buscar un compromiso entre estos dos valores. Por otro lado en CP- $\Phi$ OTDR, es necesario que el pulso cumpla la condición de la expresión 2.6. La

<sup>6</sup>Time Delay Estimation

relación señal ruido (SNR) en un esquema CP- $\Phi$ OTDR depende, entre otros factores, de la cantidad de energía empleada en los pulsos ópticos. Tanto el pulso de interrogación como la traza refractada, sufren atenuación durante su propagación a lo largo de la fibra según la ecuación 2.12. Esto significa que la SNR de la traza, se reduce exponencialmente a medida que el pulso se propaga a lo largo de la fibra, lo cual limita el rango medible del sistema.

$$P_T(L) = P_0 \cdot e^{-\alpha L} \quad (2.12)$$

El coeficiente de dispersión de Rayleigh en una fibra mono-modo es  $\alpha_{Rb} \approx -72dB/m$ . Por lo que la intensidad de la traza a una posición  $L$  observada en el inicio de la fibra ( $P_b(z = 0, L)$ ) depende linealmente de la potencia de pico y de la duración del pulso como la ecuación 2.13. Un incremento de  $\tau_p$  implica más potencia refractada (y mayor SNR), en cambio, la resolución del sistema se ve reducida según 2.11. Por otro lado, para no reducir la resolución y poder mejorar la SNR, podemos actuar aumentando la potencia del pulso, aunque esto está limitado por la aparición de efectos no lineales a lo largo de la fibra.

$$P_b(z = 0, L) = \alpha_{Rb} \frac{\tau_p}{2} P_{Peak} e^{-2\alpha L} \quad (2.13)$$

Las dos principales fuentes de ruido en un sistema  $\phi$ -OTDR son: el ruido eléctrico producido en el proceso de fotodetección y el ruido óptico que causa fluctuaciones en la potencia óptica que llega al fotodetector. El primer tipo de ruido está compuesto principalmente por ruido *shot* y ruido térmico. Por otro lado, el ruido óptico se introduce al sistema debido a dos fenómenos: la emisión espontánea amplificada (ASE) de los amplificadores EDFA y el ratio de extinción (ER) no infinito del generador de pulsos 2.14. El ruido debido a la ASE se puede reducir utilizando los filtros ópticos centrados a la frecuencia del pulso, ya que la emisión espontánea de los EDFA tiene un espectro muy ancho. El filtro diseñado en este trabajo de fin de máster tiene una anchura espectral de 0.1 nm y busca precisamente reducir la potencia de la ASE en la detección de la traza. La otra fuente de ruido óptico, se encuentra en los elementos utilizados para generar los pulsos, en este caso un SOA. Estos dispositivos siempre proporcionan una determinada potencia óptica distinta de cero fuera del pulso ( $P_0$ ), esta potencia no deseada se encuentra a la longitud de onda del láser, por lo que no se eliminará mediante filtros. La solución para esto pasa por utilizar un generador de pulsos con un ER alto. Generalmente los EOM presentan un ER de 20-30dB mientras que los SOA pueden llegar a conseguir un ratio de 50dB, debido a esto, en este sistema se utiliza un SOA [22].

$$ER = \frac{P_1}{P_0} \quad (2.14)$$

### 2.3.2.1 ASE en amplificadores de fibra dopada con Erblio.

Los amplificadores de fibra óptica dopada con Erblio se utilizan para que el pulso de interrogación de un sistema OTDR sea introducido en la fibra a medir con la suficiente potencia como para generar trazas de vuelta útiles. Aún así, estas trazas, son recibidas en la rama de recepción del sistema con baja SNR, por lo tanto es necesario volver a amplificarlas de nuevo con otro EDFA y posteriormente filtrarlas. La fibra dopada con erbio es el componente principal de la tecnología EDFA, y consiste en una fibra de silicio convencional en la que se introduce una población de átomos de erbio. Además de esta fibra dopada, los EDFA tienen uno o varios láseres que se encargan del bombeo, es decir excitan los electrones del erbio a niveles de energía de energía superiores. En ausencia de bombeo, los electrones se encuentran en el nivel más bajo ( $E_1$ ). Si se aplica un bombeo de luz a la longitud de onda adecuada, estos electrones son excitados a una banda más alta ( $E_3$ ). Esta banda es un estado inestable, por lo que los electrones permanecen en un determinado tiempo ( $\approx 1\mu s$ ), antes de bajar a un estado intermedio ( $E_2$ ), el cual es meta-estable y se mantienen en él durante un tiempo más prolongado ( $\approx 10ms$ ). En esta transición de

$E_3$  a  $E_2$ , no se liberan fotones, sin embargo la energía se conserva liberando calor. El paso del nivel  $E_2$  a  $E_1$  puede suceder de dos maneras, bien de forma espontánea o bien de forma estimulada al introducir una señal en la fibra a una longitud de onda en el rango de amplificación del EDFA. Es importante conocer

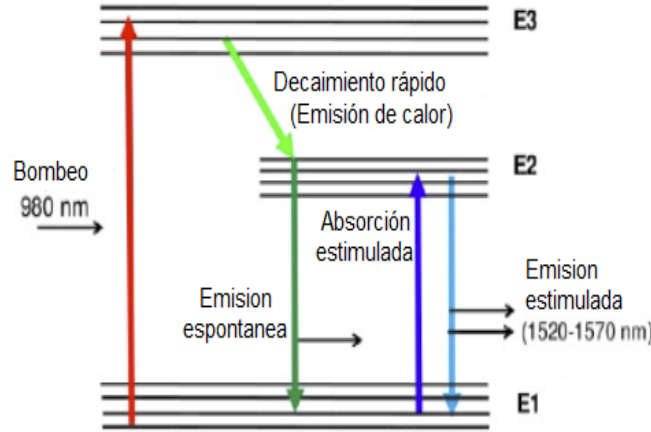


Figura 2.3: Diagrama de niveles de energía del erbio.

los procesos anteriores para entender el porqué de la emisión espontánea amplificada (ASE). Esta emisión corresponde con el salto entre las bandas de energía  $E_2$  a  $E_1$  y está en el rango de 1520 nm a 1570 nm como se puede ver en la figura 1.4. e introduce un ruido óptico dominante en los sistemas  $CP - \Phi OTDR$  lo cual es la principal motivación para la realización de un filtro óptico lo más estrecho posible.

### 2.3.3 Esquema típico de $CP-\phi OTDR$ .

En esta sección se explicará un *setup* típico de un sistema DAS basado en  $CP-\Phi OTDR$  con el fin de enmarcar, dentro de este, el filtro que se diseñará en el proyecto. En la figura 2.4 vemos un esquema utilizado en este tipo de sistemas. Se utiliza un láser de cavidad externa (ECL) para generar la fuente de luz coherente con un ancho de línea de  $\sim 1 MHz$ . Esta fuente de luz continua se convierte en pulsos mediante un amplificador óptico de semiconductor (SOA) que proporciona una alta supresión del ruido coherente intra-banda del láser, incrementando así la SNR de las trazas recibidas. El SOA se excita con pulsos cuadrados generados por un generador de señales. Estos pulsos son de  $\tau_p = 100 ns$  (para una resolución de 10 m) con una potencia de pico de aproximadamente 0.2 W y una frecuencia de repetición de 2 kHz (Que corresponde con la frecuencia de muestreo acústica). Además es conveniente colocar un aislador óptico entre el ECL y el SOA con el fin de evitar las inestabilidades en el láser debidas a las reflexiones en los dispositivos siguientes. El *chirp* lineal se introduce en los pulsos aplicando una señal en rampa (sincronizada con los pulsos) al *driver* de corriente del ECL. La pendiente de las rampas típicamente es de  $\sim 5 MHz/ns$  [20] introduciendo un contenido espectral total de  $\delta\nu_p = 500 MHz$ . Antes de enviar los pulsos a la fibra bajo test, se pasan por una etapa de amplificación formada por un amplificador de fibra dopado con Erblio (EDFA) y un filtro óptico paso banda que filtra la emisión espontánea del EDFA. El pulso óptico resultante se envía a la fibra a través de un circulador, a través del cual se recogerá la traza reflectada hacia atrás con la propagación del pulso a lo largo de la fibra. Por último la traza recibida se amplifica con otro EDFA, se pasa por otro filtro óptico y se digitaliza con un foto-detector de 500 MHz de ancho de banda y una tarjeta de adquisición de 1GSample/s.

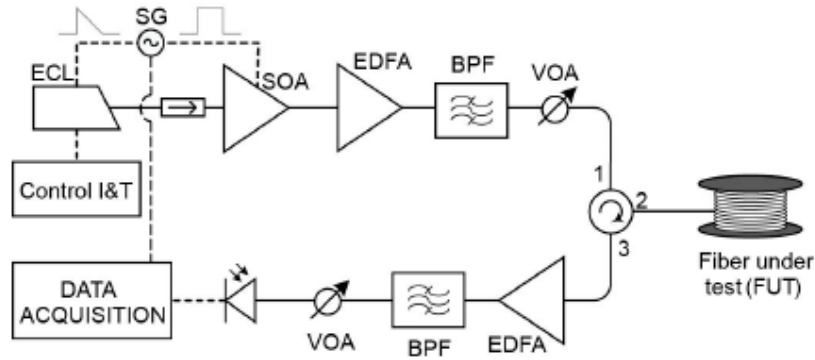


Figura 2.4: Diagrama posible para el sistema CP- $\Phi$ OTDR.

## 2.4 Filtrado mediante FBGs.

Los filtros paso banda que se pueden ver en el esquema de la figura 2.4 suelen ser los utilizados en telecomunicaciones para multiplexación por longitud de onda. Los filtros más estrechos que se encuentran de forma comercial tienen un ancho de banda de 0.8 nm. Por otro lado, los EDFA añaden ruido en un espectro muy ancho debido a la emisión espontánea (ASE), por lo que interesa filtrar todo lo posible este espectro. Debido a esto último se ha propuesto utilizar una red de difracción de Bragg en fibra (FBG) como filtro. Ya que con estas se puede obtener un ancho espectral desde 0.01 nm hasta más de 1 nm. Además estos filtros permiten la sintonización precisa de la banda pasante de manera económica, mientras que los utilizados en comunicaciones no. El filtro que se diseñará en el presente trabajo se basa en una red de difracción Bragg en fibra, como se detallará más adelante, este tipo de filtros se pueden sintonizar en longitud de onda modificando, ya sea su temperatura, o bien, la deformación aplicada en sus extremos.

### 2.4.1 Redes de Bragg en fibra.

Las redes de difracción de Bragg en fibra (FBG) consisten en una sección de fibra óptica a lo largo de la cual se genera una variación periódica o cuasi-periódica del índice de refracción del núcleo a lo largo del eje longitudinal (Fig. 2.5). Estas variaciones periódicas, se comportan como un reflector muy selectivo en longitud de onda. Esto se produce al acoplar parte de la luz incidente a otros modos, de forma que se provoca una suma coherente de las múltiples ondas que se propaga en sentido opuesto al de la luz incidente. Esta suma coherente está formada solo por aquellas longitudes de onda que cumplan con la condición de fase necesaria, y aquella longitud de onda que se refleja con mayor intensidad es llamada longitud de onda de Bragg ( $\lambda_B$ ). En la sección 2.4.1.1 se explicará detalladamente el principio de funcionamiento de las redes de Bragg en fibra.

Como se comenta anteriormente, una FBG es básicamente una micro-estructura grabada en el núcleo de la fibra óptica. Realizar esta micro-estructura es posible gracias al fenómeno de la foto-sensibilidad, el cual produce que ante una radiación óptica intensa, se altere el índice de refracción de la fibra óptica de forma casi permanente. La foto-sensibilidad en fibras ópticas es, generalmente, asociada con el óxido de germanio ( $GeO_2$ ) como material dopante, por lo que, en aquellas fibras dopadas con este compuesto, será necesario menor tiempo de exposición para la grabación de la FBG. Normalmente, suele ser necesario un proceso de hidrogenación previa para aumentar la foto-sensibilidad de la fibra, pero la fibra utilizada en este trabajo (de la compañía *Nufern*) está co-dopada con boro y germanio y es bastante fotosensible. De este modo no hace falta el proceso de hidrogenación. En la sección 2.4.1.2 se explicará el proceso de fabricación de FBGs seguido en la Universitat Politècnica de València para obtener la FBG utilizada en

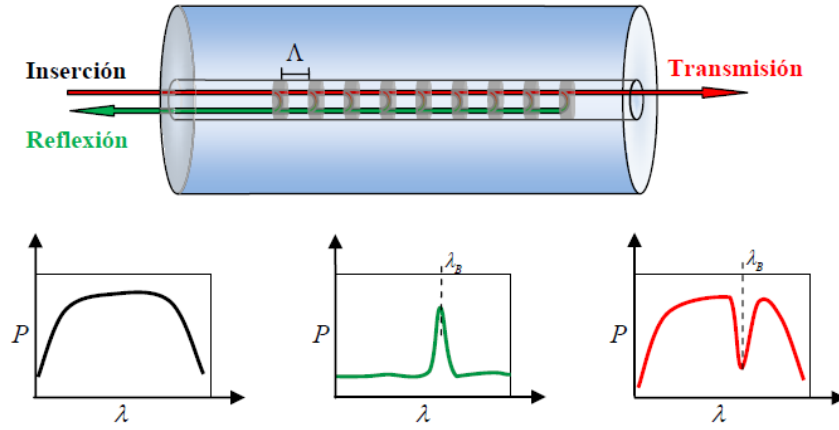


Figura 2.5: Estructura de una red de Bragg y espectros en reflexión y transmisión.

este trabajo [23]. En la figura 2.6 se puede observar el espectro, tanto en reflexión como en transmisión de una FBG como la utilizada en este trabajo. El ancho espectral de una FBG depende principalmente

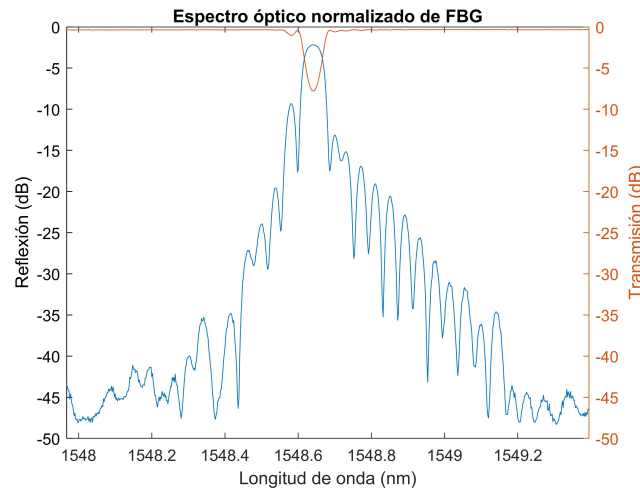


Figura 2.6: Espectro normalizado de una FBG como la utilizada en este trabajo.

de su longitud. Cuanto más larga es la FBG más estrecho es su espectro. Por ejemplo, la FBG utilizada en este trabajo es de 20mm. Mientras que en algunos casos, se han llegado a fabricar FBGs de incluso 30 cm de longitud para un filtrado muy estrecho. En la figura 2.7 se puede ver este efecto en tres FBGs uniformes de 5mm, 10mm y 20mm. Esta última (en azul) tiene la misma longitud que la utilizada en este trabajo, sin embargo, la apodización es distinta.

#### 2.4.1.1 Principio de funcionamiento.

La longitud de onda de la red ( $\lambda_B$ ) viene dada, principalmente, por el periodo de esta micro-estructura ( $\Lambda$ ) y por el índice de refracción efectivo propio del núcleo según la ecuación 2.15.

$$\lambda_B = 2n_{ef}\Lambda \quad (2.15)$$

Es común utilizar las FBGs como sensores puntuales de temperatura o de deformación, ya que al estirarse o comprimirse la fibra, ya sea por la dilatación térmica o por acción mecánica directa, cambia el periodo

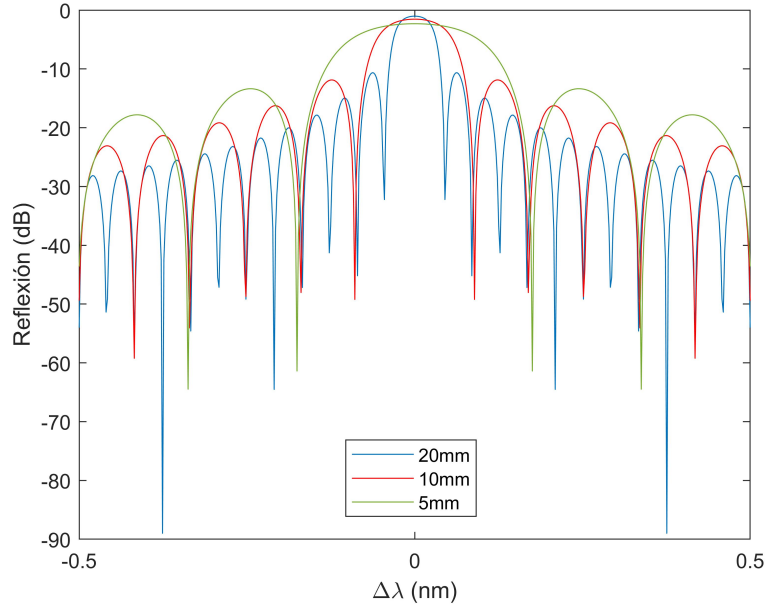


Figura 2.7: Dependencia del ancho espectral de las FBGs con su longitud.

de la microestructura y, por lo tanto, la longitud de onda  $\lambda_B$ . La dependencia entre la deformación y la longitud de onda de la FBG puede determinarse derivando la longitud de onda:

$$\frac{\Delta\lambda}{\lambda_0} = \frac{\Delta(n_{ef}\Lambda)}{n_{ef}\Lambda} = (1 + \frac{1}{n_{ef}} \frac{\delta n_{ef}}{\delta \epsilon}) \Delta\epsilon \rightarrow \frac{\Delta\lambda}{\lambda_0} = k\Delta\epsilon = (1 + p_e)\Delta\epsilon \quad (2.16)$$

Donde  $p_e$  es la constante fotoelástica de la fibra que, comúnmente, tiene un valor de  $-0,21$  para la fibra óptica.

$$\frac{\Delta\lambda}{\Delta\epsilon} = (1 + p_e)\lambda_0 \approx 0,79\lambda_0 \quad (2.17)$$

En este trabajo, sin embargo, interesa que la deformación de la FBG sea lo menor posible para que  $\lambda_B$  dependa fundamentalmente de la temperatura aplicada para sintonizar el filtro. Con todo, es necesario fijar la FBG por los dos extremos a un material de soporte para conferirle rigidez mecánica. Este material de soporte, aún así, provocará deformación en la fibra debido a su propia dilatación térmica. Para minimizar esto, en el desarrollo del filtro se buscará utilizar un material de soporte con un coeficiente de dilatación térmica lo más parecido posible al óxido de silicio ( $SiO_2$ ) de la fibra óptica, como vidrio o cerámica. Por otro lado, la dependencia de la longitud de onda ( $\lambda_B$ ) con la temperatura se deriva de la ecuación 2.18.

$$\frac{\Delta\lambda}{\lambda_0} = \frac{\Delta(n_{ef}\Lambda)}{n_{ef}\Lambda} = (\frac{1}{\Lambda} \frac{\Delta\Lambda}{\Delta T} + \frac{1}{n_{ef}} \frac{\delta n_{ef}}{\delta T}) \Delta T = (\alpha + \xi) \Delta T \quad (2.18)$$

Donde  $\alpha$  es el coeficiente de dilatación térmica de la fibra y  $\xi$  es el coeficiente termo-óptico, que indica la variación del índice de refracción con la temperatura. Se puede asumir que estos coeficientes son constantes para el intervalo de temperaturas en los que se trabaja ( $\alpha = 0,55 \cdot 10^{-6}/^{\circ}C$  y  $\xi = 5,77 \cdot 10^{-6}/^{\circ}C$ ). El valor típico de la sensibilidad de la longitud de onda con la temperatura para  $\lambda_0 = 1550nm$  se muestra en 2.19.

$$\frac{\Delta\lambda}{\lambda_0} = \Delta T \cdot 6,3 \frac{\mu m}{^{\circ}C} \rightarrow \frac{\Delta\lambda}{\Delta T} = \lambda_0 \cdot 6,3 \frac{\mu m}{^{\circ}C} \approx 0,01 \frac{nm}{^{\circ}C} \quad (2.19)$$

En la figura 2.8 podemos ver el espectro óptico de una FBG fabricada para este proyecto.. En azul se ve la respuesta del filtro cuando se encuentra a temperatura ambiente ( $\lambda_{25^{\circ}C} = 1548,48nm$ ) y en rojo se ve la banda desplazada a la derecha al haber calentado la FBG ( $\lambda_{60^{\circ}C} = 1548,82nm$ ). En 2.20 se

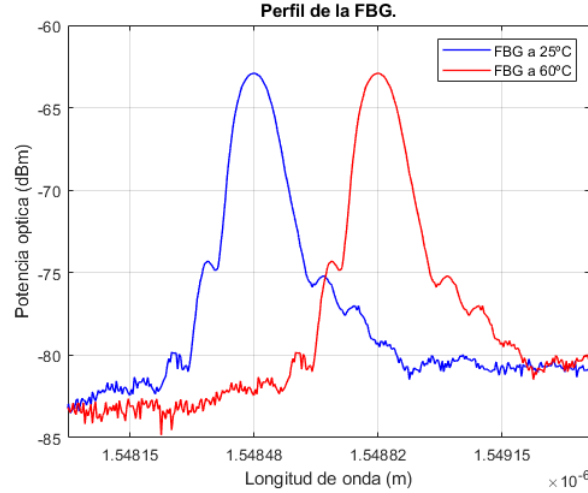


Figura 2.8: Espectro a distintas temperaturas de la FBG utilizada. Este espectro se ha medido con una fuente de luz de gran anchura espectral y baja densidad de potencia.

comprueba que la sensibilidad del filtro es la esperada.

$$\frac{\lambda_{60^\circ C} - \lambda_{25^\circ C}}{60 - 25} = \frac{(1548,82 - 1548,48)}{60 - 25} = 9,7 \cdot 10^{-3} \approx 0,01 \frac{nm}{^\circ C} \quad (2.20)$$

Si se desea controlar la longitud de onda central del filtro, es más sencillo dejar fija la deformación de la fibra y controlar la temperatura que hacerlo al revés. De esta manera se evita tener que utilizar partes móviles. Además, es conveniente que la FBG, en condiciones normales de temperatura y deformación, se encuentre sintonizada por debajo de la longitud de onda normal a la que se desee que trabaje el filtro. Ese hecho se debe a que, de este modo, la FBG siempre va a trabajar a una temperatura superior a la temperatura ambiente. Así la sintonización se vuelve más sencilla al no necesitar un enfriamiento activo. De esta forma, para llevar al filtro a su zona de trabajo, únicamente será necesario sujetar la FBG al material de soporte y calentarla controladamente hasta alcanzar la longitud de onda deseada.

#### 2.4.1.2 Proceso de fabricación.

La red utilizada en este trabajo es una red de difracción Bragg. A grandes rasgos, el proceso de fabricación consiste en exponer a radiación UV a la fibra para grabar la FBG. La forma de realizar esta exposición determinará, entre otras cosas la apodización de la FBG. La apodización consiste en modular el cambio del índice de refracción de la fibra óptica a lo largo de la FBG con el fin de controlar el espectro óptico de la FBG y minimizar la amplitud de los lóbulos secundarios. Un parámetro importante a la hora de caracterizar una FBG (aparte de su ancho de banda a -3dB) es la relación de nivel de Lóbulo Principal a Ruido (NLPR), y viene dado por la ecuación 2.21. Este parámetro nos da una idea sobre la calidad de la FBG como filtro selectivo de longitud de onda.

$$NLPR = \frac{P(\lambda_B)}{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n P(\lambda | \lambda \notin \Delta\lambda)} \quad (2.21)$$

Donde  $\Delta\lambda$  es el nivel medio de la potencia óptica fuera de la banda de longitudes de onda con contenido espectral. El NLPR viene determinado fundamentalmente por la apodización que se le haya aplicado a la FBG en el proceso de fabricación. Teóricamente, para una FBG uniforme, sin apodización, se consiguen 13 dB. Para una FBG con apodización Gaussiana este valor aumenta mucho, hasta más de 20 dB. Los



tipos de apodización son, entre otros, uniforme, gaussiana o tangente hiperbólica, pero la que se utiliza en la FBG de este trabajo es la gaussiana. En la figura 2.9, se puede ver el espectro de una apodización gaussiana junto a los espectros de otras FBG con apodización uniforme y de Hanning. En la figura 2.10 se

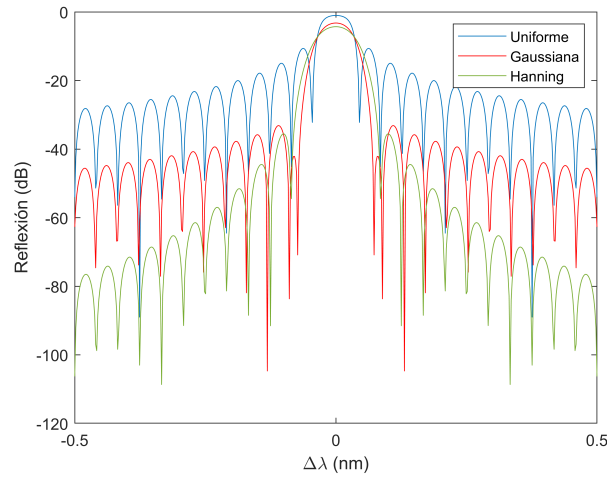


Figura 2.9: Comparación de los espectros de FBGs con distintas apodizaciones.

puede observar el modelo en tres dimensiones del equipo utilizado para fabricar la FBG. Se ha utilizado la técnica de máscara de fase móvil de [27]. En esta técnica, la máscara de fase se desplaza paralela a la fibra óptica de forma controlada para poder controlar la apodización. Además este montaje cuenta con un sistema de apuntado basado en la fluorescencia que permite optimizar la radiación láser sobre el núcleo de la fibra óptica. Una máscara de fase es una pieza de óxido de silicio fotolitografiada con una estructura periódica. Al pasar el haz láser por la máscara de fase se crea un patrón de interferencia uniforme de un periodo que es la mitad del periodo de la máscara de fase y que corresponde aproximadamente con la longitud de onda de Bragg de las redes de difracción que se desean fabricar. Para obtener redes de difracción de Bragg con distinta longitud de onda de Bragg se utilizan distintas máscaras de fase. La técnica de fase móvil consiste en exponer el núcleo de la fibra óptica al patrón de interferencia. Esto modifica el índice de refracción en aquellas zonas donde se produce la interferencia. Tras un tiempo de exposición se bloquea la radiación mediante un obturador y se desplaza la máscara de fase respecto a la fibra óptica a una nueva posición. Una vez situada la máscara de fase se abre el obturador y se expone nuevamente la fibra óptica al patrón de interferencia. El control preciso del desplazamiento de la máscara de fase respecto a la fibra óptica permite solapar as distintas exposiciones y así inscribir redes de difracción más largas. Además, introduciendo en el proceso pequeños saltos de fase entre las exposiciones se puede controlar la apodización de la red de difracción.

Esta técnica permite la escritura de FBG con diferentes longitudes mientras se controla el perfil de apodización. Se ha usado un láser de iones de argón (coherent innova 300C) de frecuencia duplicada de onda continua que emite una potencia óptica máxima de 100 mW a una longitud de onda óptica de 244 nm. La arquitectura de esta configuración se puede dividir en tres subsistemas: el subsistema de acondicionamiento del haz láser, el subsistema de posicionamiento de fibra óptica y el subsistema de seguimiento del núcleo [28].

- El subsistema de acondicionamiento del rayo láser consta de un espejo montado en un transductor piezoeléctrico, que puede inducir una desviación vertical en el rayo láser; dos lentes cilíndricas que sintonizan la altura y el ancho del rayo láser; y la máscara de fase que crea el patrón de difracción que inscribe el FBG en el núcleo de la fibra. Todos estos elementos se colocan sobre una plataforma de traslación de alta precisión que se mueve en paralelo a la fibra óptica y al rayo láser entrante.

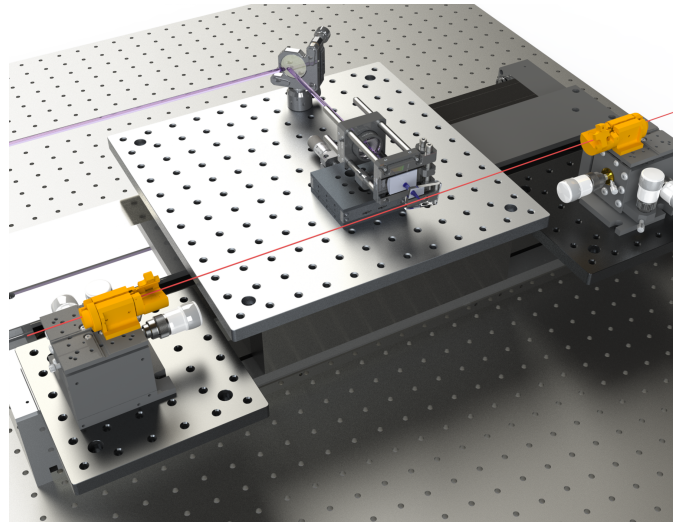


Figura 2.10: Esquema del sistema utilizado para fabricar la FBG.

- El subsistema de posicionamiento de fibra óptica controla la posición espacial 3D de la fibra óptica. Podemos mover todo el subsistema para ajustar con precisión la distancia de la fibra óptica a la máscara de fase. Esta distancia se verifica mediante un sistema de visión que se coloca sobre el sistema completo y se alinea con la máscara de fase.
- El subsistema de seguimiento del núcleo es el responsable de optimizar la irradiación del rayo láser en el núcleo de la fibra óptica. Desvía el rayo láser moviendo el espejo montado en el transductor piezoeléctrico. En realidad, este subsistema se vuelve crítico cuando usamos un rayo láser muy estrecho. El seguimiento del núcleo se basa en la fotoluminiscencia de 400 nm generada por la radiación UV producida a partir de defectos de GeO en un vidrio de sílice dopado con germanio. La intensidad de la fotoluminiscencia es proporcional a la potencia UV absorbida en el núcleo. Sin embargo, la detección de esta fotoluminiscencia guiada suele verse obstaculizada por el ruido. Para aliviar esta limitación, el subsistema de seguimiento del núcleo genera una pequeña señal sinusoidal que se aplica al transductor piezoeléctrico que desvía verticalmente el rayo láser. Esto produce una modulación en la señal fotodetectada que es filtrada y demodulada por un amplificador *lock-in*. Cuando el rayo láser se alinea con el núcleo del objetivo, la señal fotodetectada y la señal aplicada al transductor piezoeléctrico tienen la misma frecuencia. Si el rayo láser no está correctamente alineado, en su lugar se genera una señal con el doble de frecuencia. En ese caso, la salida del amplificador de bloqueo se procesa digitalmente para generar una señal de CC que corrige la posición vertical del rayo láser.

### 2.4.2 Célula Peltier.

Las células Peltier son muy utilizadas en diferentes sectores para aplicaciones de control de temperatura. Estos componentes se pueden considerar una bomba de calor termoeléctrica de estado sólido en la que, cuando se hace circular una corriente por sus terminales, se transfiere calor de una cara a otra. Este principio, se suele utilizar junto a elementos disipadores para fabricar módulos TEC <sup>7</sup> con los que controlar la temperatura de componentes críticos de un sistema óptico, como láseres, o, en el caso del presente trabajo, de una FBG.

<sup>7</sup>TEC: Thermo-Electric Cooler.

### 2.4.2.1 Principio de funcionamiento.

En una célula Peltier aparecen tres efectos termo-eléctricos bien conocidos, pudiendo diferenciar los efectos Peltier, Thomson y Joule, además de las propias características de la transmisión de calor [21].

- **Efecto Peltier:** Este fenómeno se presenta como la creación de una diferencia de temperatura debido a una corriente que circula por dos metales o semiconductores conectados entre si en dos puntos. Esta corriente genera una transferencia de calor de una junta a la otra.

$$Q_{Peltier} = I\Delta T\alpha_{AB} \quad (2.22)$$

Donde  $I$  es la corriente eléctrica,  $\Delta T$  la diferencia de temperatura absoluta entre A-B y  $\alpha_{AB}$  el coeficiente Seebeck. Este efecto se reparte entre las dos caras de la célula:

$$Q_{sf} = -IT_F\alpha_{AB} \quad (2.23)$$

$$Q_{sc} = IT_C\alpha_{AB} \quad (2.24)$$

- **Efecto Joule:** Es el fenómeno por el cual si en un conductor circula una corriente eléctrica, parte de la energía cinética de los electrones se transforma en calor debido a los choques que sufren con los átomos del conductor.

$$Q_{Joule} = I^2 R = \frac{V^2}{R} \quad (2.25)$$

Este efecto se reparte de igual manera entre las dos caras de la celda.

- **Efecto Thomson:** Un conductor con un gradiente de temperatura entre dos puntos por el que circula una corriente, absorberá o emitirá calor según el material.

$$\dot{Q}_{Thomson} = -\mu J \frac{dT}{dx} \quad (2.26)$$

Donde  $\mu$  es el coeficiente Thomson característico de cada material y puede ser positivo o negativo.

Por lo tanto, si se conecta la celda a una fuente de tensión, la potencia consumida por esta corresponde a los términos de 2.22 y 2.25, ya que el efecto Thomson es despreciable en el rango de temperaturas prácticas.

$$P_{electrica} = Q_{Joule} + Q_{Peltier} = I^2 R + I\alpha_{AB}(T_F - T_C) \quad (2.27)$$

Además, hay una transferencia de calor interna debida a la conducción térmica entre las dos caras de la celda, determinada por la ley de Fourier, que se puede modela con una resistencia térmica. El calor que fluye de la cara más caliente a la cara fría viene determinado por:

$$Q_c = \frac{T_F - T_C}{R_t} \quad (2.28)$$

### 2.4.2.2 Linealización y modelado.

Con esto, podemos obtener el circuito equivalente de la celda 2.11, cada cara se modela como una capacidad térmica que representa la masa de las caras y su calor específico. Además, entre cada cara y su entorno, existe una resistencia térmica que modela el flujo de calor entre cada cara y el exterior (a la temperatura ambiente).

$$C_t = m \cdot h[J \cdot K]$$

$$Q_{C_i} = C_t \frac{dT(t)}{dt}$$

De este circuito equivalente se pueden obtener las ecuaciones de estado de la celda a partir de las ecua-

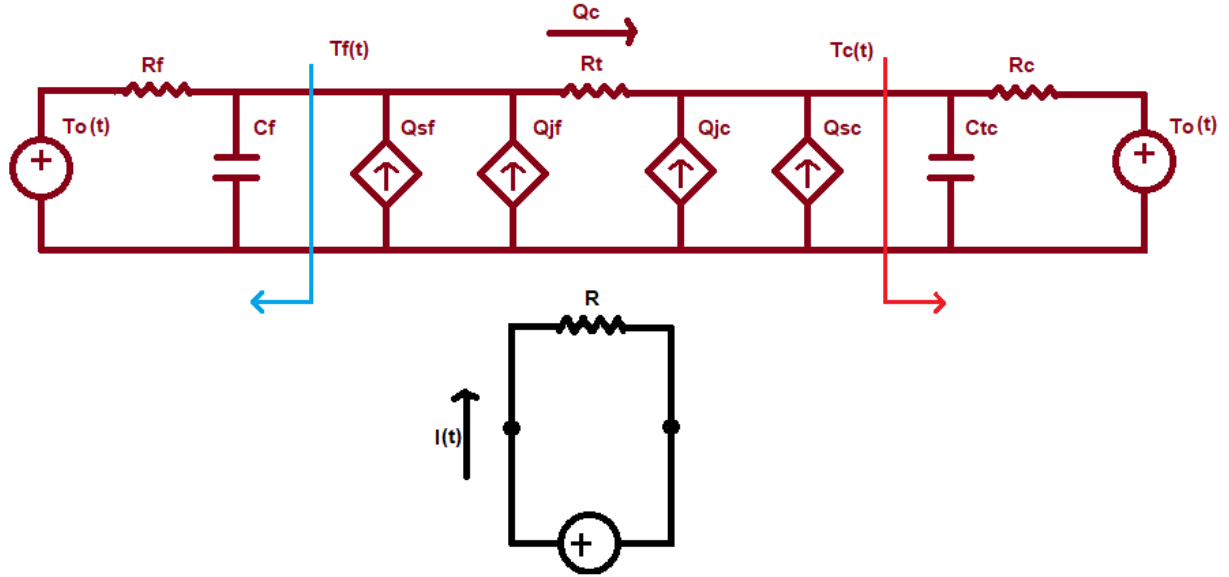


Figura 2.11: Circuito equivalente de una célula Peltier (En negro parte eléctrica y en rojo la parte térmica).

ciones de los nodos 2.30 y 2.29, tomamos como estados las temperaturas de los elementos almacenadores de energía, en este caso la masa de las caras fría y caliente.

$$0 = C_c \frac{dT_c(t)}{dt} - \frac{T_o - T_c}{R_c} + \frac{1}{2} I^2 R + IT_c \alpha + \frac{T_c - T_f}{R_t} \quad (2.29)$$

$$\begin{aligned} \frac{dT_c(t)}{dt} &= \frac{T_o}{R_c C_c} - \frac{T_c}{R_c C_c} - \frac{I^2 R}{2 C_c} - \frac{IT_c \alpha}{C_c} - \frac{T_c}{R_t C_c} + \frac{T_f}{R_t C_c} \\ 0 &= C_f \frac{dT_f(t)}{dt} + \frac{T_f - T_o}{R_f} + \frac{1}{2} I^2 R - IT_f \alpha - \frac{T_c - T_f}{R_t} \end{aligned} \quad (2.30)$$

$$\frac{dT_f(t)}{dt} = -\frac{T_f}{R_f C_f} + \frac{T_o}{R_f C_f} - \frac{I^2 R}{2 C_f} + \frac{IT_f \alpha}{C_f} + \frac{T_c}{R_t C_f} - \frac{T_f}{R_t C_f}$$

Se observa que la evolución temporal de la temperatura de la caras fría y caliente ( $T_f$  y  $T_c$ ) depende tanto de la corriente por la celda ( $I$ ) como de la temperatura ambiente ( $T_o$ ), así que tomaremos estas variables como entradas al sistema. Como contra-parte, vemos que aparece una no linealidad debido a la corriente y los efectos Joule y Peltier. Podemos linealizar los términos no-lineales 2.32 2.31 alrededor de un punto de trabajo para formar un sistema lineal que sea controlable con los métodos tradicionales. Para ello utilizamos el desarrollo de Taylor con múltiples variables. Primero tomamos los términos no lineales:

$$Q_c(I, T_c) = -\frac{I^2 R}{2 C_c} - \frac{IT_c \alpha}{C_c} \quad (2.31)$$

$$Q_f(I, T_f) = -\frac{I^2 R}{2 C_f} + \frac{IT_f \alpha}{C_f} \quad (2.32)$$

Linealizando la parte de la cara de la cara caliente en el punto de trabajo:  $V = [I_V, T_{cV}]$ :

$$Q_c(I, T_c) \approx Q_c|_V + \frac{dQ_c}{dI}|_V \cdot (I - I_V) + \frac{dQ_c}{dT_c}|_V \cdot (T_c - T_{cV}) = b_0 I + b_1 T_c + b_2 \quad (2.33)$$

Linealizando la parte de la cara fría en el punto de trabajo:  $V = [I_V, T_{fV}]$ :

$$Q_f(I, T_f) \approx Q_f|_V + \frac{dQ_f}{dI}|_V \cdot (I - I_V) + \frac{dQ_f}{dT_f}|_V \cdot (T_f - T_{fV}) = a_0 I + a_1 T_f + a_2 \quad (2.34)$$

Sustituyendo 2.34 y 2.33 en las ecuaciones de estado del sistema 2.30 y 2.29, obtenemos las ecuaciones de estado linealizadas, entre las cuales aparece un estado auxiliar ( $x_2$ ) correspondiente al término independiente de 2.34 y 2.33:

$$\frac{dT_c(t)}{dt} = +\frac{T_o}{R_c C_c} - \frac{T_c}{R_c C_c} + b_0 I + b_1 T_c + b_2 - \frac{T_c}{R_t C_c} + \frac{T_f}{R_t C_c} \quad (2.35)$$

$$\frac{dT_f(t)}{dt} = -\frac{T_f}{R_f C_f} + \frac{T_o}{R_f C_f} + a_0 I + a_1 T_f + a_2 + \frac{T_c}{R_t C_f} - \frac{T_f}{R_t C_f} \quad (2.36)$$

De las cuales ya podemos obtener la matrices A,B,C y D del sistema:

$$\dot{x} = \begin{pmatrix} \dot{T}_c \\ \dot{T}_f \\ \dot{x}_2 \end{pmatrix} = A \begin{pmatrix} T_c \\ T_f \\ x_2 \end{pmatrix} + B \begin{pmatrix} T_o \\ I \end{pmatrix} = Ax + Bu \quad (2.37)$$

$$A = \begin{pmatrix} -\frac{1}{R_c C_c} - \frac{1}{R_t C_c} + b_1 & \frac{1}{R_t C_c} & b_2 \\ \frac{1}{R_t C_f} & -\frac{1}{R_f C_f} - \frac{1}{R_t C_f} + a_1 & a_2 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (2.38)$$

$$B = \begin{pmatrix} \frac{1}{R_c C_c} & b_0 \\ \frac{1}{R_t C_f} & a_0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (2.39)$$

### 2.4.2.3 Módulo termoelectrico.

Como se vio en la sección anterior, hay múltiples interdependencias entre las variables involucradas en el sistema. Debido a esto conviene actuar sobre los parámetros térmicos para dejar constante la temperatura de una de las caras (por ejemplo la cara fría). Para esto se coloca un disipador sobredimensionado en la cara fría. Además, si consideramos el sistema linealizado, podemos tomar las variaciones en la temperatura ambiente como una perturbación. Con todo esto, se puede convertir el sistema en uno SISO (*Single Input-Single Output*), donde la entrada es la corriente suministrada y la salida es la temperatura de la cara caliente.

$$T_c(s) = \frac{K_1}{(s + p_0)} T_f(s) + \frac{K_2}{(s + p_0)} T_o(s) + \frac{b_0}{s + p_0} I(s) + \frac{b_2}{s + p_0} \quad (2.40)$$

Donde:

$$p_0 = -\frac{1}{R_c C_c} - \frac{1}{R_t C_c} + b_1 \quad K_1 = \frac{1}{R_t C_c} \quad K_2 = \frac{1}{R_c C_c}$$

En la ecuación 2.40 vemos las distintas funciones de transferencia que afectan a  $T_f$ . Si conseguimos un buen aislamiento entre la cara caliente y la fría, entonces  $R_t$  será alta y  $K_1$  será despreciable en comparación con las otras ganancias. Por otro lado, si dejamos la cara caliente al aire, entonces  $R_c$  será también alta, ya que no habrá disipación forzada, y podremos despreciar  $K_2$ . Además,  $b_2$  suele ser también baja comparada con  $b_0$ . Por lo tanto si se cumplen estas condiciones podemos suponer que  $T_c(s)$  depende principalmente de la corriente  $I(s)$  y el resto podemos considerarlo perturbaciones.

$$\frac{T_c(s)}{I(s)} = \frac{b_0}{s + p_0} + d(s) \quad (2.41)$$

### 2.4.3 Fotodetector.

Uno de los requisitos del filtro es que sea capaz de sintonizarse automáticamente con la longitud de onda central del láser, para esto es necesario realizar una medida de la potencia óptica que hay a la salida del filtro. Además esta medida servirá de punto de control para comprobar si el sistema está funcionando correctamente. Esta medida de potencia óptica se implementará mediante un foto-diodo acondicionado con un amplificador de transimpedancia. Los fotodiodos polarizados inversamente, generan una corriente proporcional a la potencia óptica incidente. Fundamentalmente los llamados fotodiodos PIN, consisten en una unión PN pero añadiendo una región sin dopar entre el semiconductor P y el N. Bajo polarización inversa y ausencia de luz, el diodo no conduce, salvo una pequeña corriente llamada corriente de oscuridad. Cuando un fotón de energía suficiente entra en la región de agotamiento del diodo, crea un par de electrón-hueco, como hay un campo eléctrico entre los dos terminales, los portadores son atraídos hacia fuera, creando corriente. En este trabajo se utilizará un fotodiodo típico de telecomunicaciones, estos fotodetectores suelen estar hechos de InGaAs y tienen eficiencias cuánticas del 80-90 % en longitudes de onda de  $\approx 1500nm$ . Además presentan tiempos de respuesta muy rápidos, del orden de decenas de gigahertzios, lo que los hace muy adecuados para su aplicación en un esquema de  $CP - \phi OTDR$ .

## 2.5 Métodos de filtrado paso banda adaptativos.

Uno de los objetivos de este proyecto es que el filtro sea capaz de adaptar la posición de la banda pasante ante variaciones en la longitud de onda del láser de interrogación de un sistema DAS para detección de sismos. Como se vio anteriormente, la FBG en reflexión se comporta como un filtro paso-banda, en consecuencia, el principal reto consiste en conocer si el láser se encuentra centrado, o bien, se encuentra en el flanco superior o inferior de la banda. Para este propósito se van a estudiar dos algoritmos, uno basado en la perturbación y observación de la potencia óptica recibida (P&O) y otro basado en la modulación de la longitud de onda del láser y la detección de la fase de la moduladora. En la figura 2.12 se puede ver la emisión espontánea amplificada (ASE) de un EDFA filtrada, en rojo se ve el espectro sin el láser y en negro el espectro con el láser encendido.

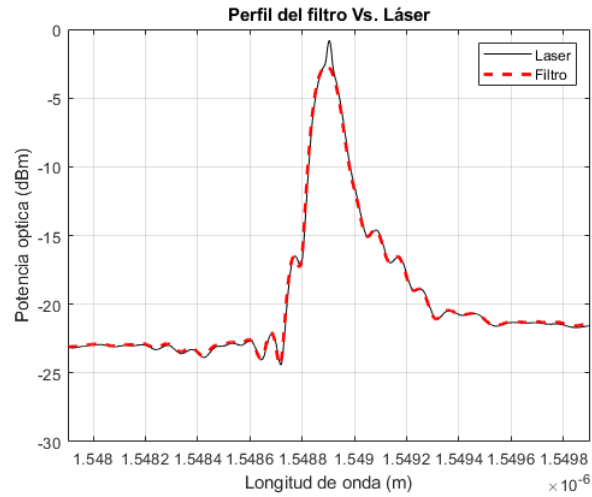


Figura 2.12: Espectro óptico del láser pasado por el filtro sintonizado.

### 2.5.1 Algoritmo de perturbación y observación.

Este algoritmo está basado en el que se utiliza para conseguir la mejor adaptación de impedancias entre las celdas de energía solar y las baterías. Consiste en aplicar de forma cíclica el algoritmo de la figura 2.13.

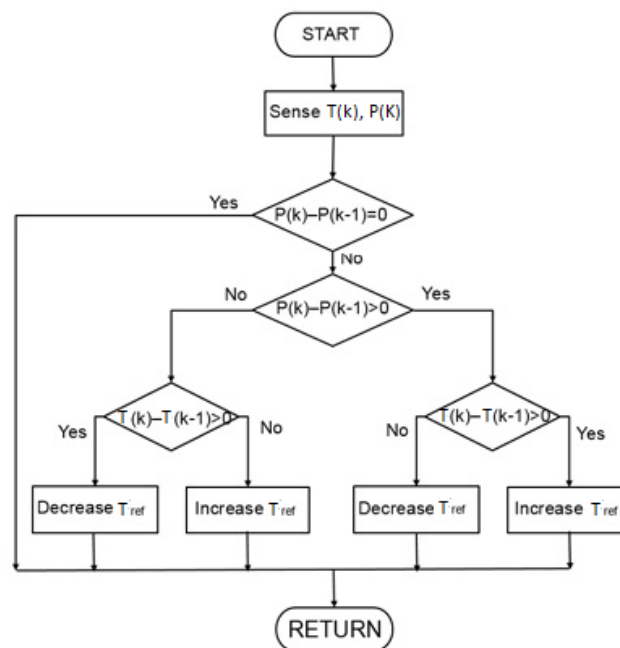


Figura 2.13: Algoritmo *Perturbe and Observe*.

### 2.5.2 Simulación.

Para simular el algoritmo se utiliza Matlab y Simulink junto con la librería Simscape para simular sistemas dinámicos. Para simular el filtro se utiliza una función Gaussiana, de tal manera que la media es la longitud de onda del filtro, y esta varía en función de la temperatura del filtro (Figura 2.14). En la

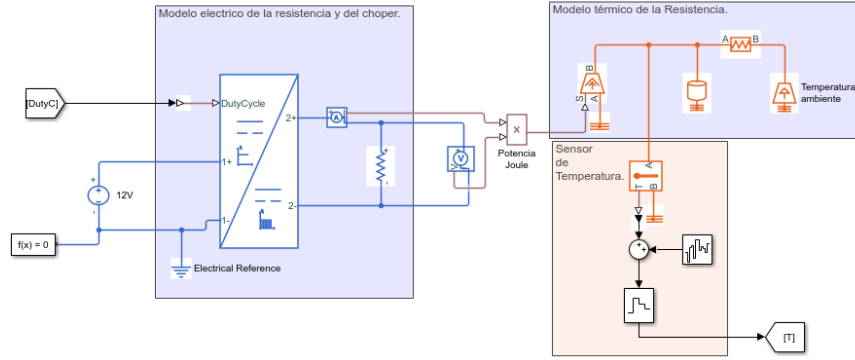


Figura 2.14: Modelo de simulink de la resistencia y del transistor de excitación.

figura 2.15 se puede observar que la longitud de onda del filtro (negro) se adapta a la longitud de onda del láser (rojo), a pesar de ello, este método es poco robusto frente a ruidos en las mediciones y se debe filtrar muy bien las señales medidas de temperatura y de potencia. Si nos fijamos en la potencia óptica

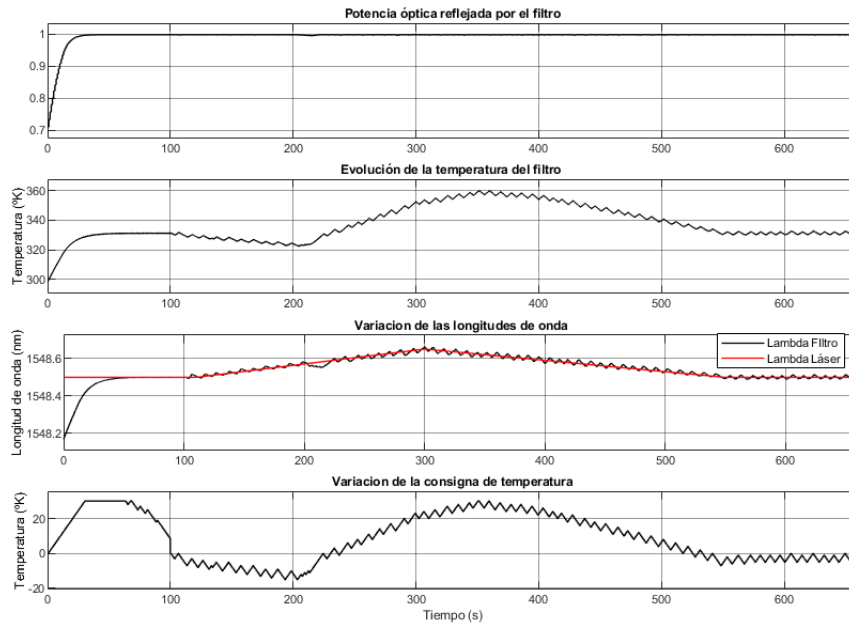


Figura 2.15: Resultados de la simulación.

reflejada por el filtro (Fig. 2.16), encontramos un ruido de baja frecuencia que podría afectar en gran medida a las mediciones del DAS. Ya que este ruido (del orden de 0.1 Hz) se encuentra en el rango de frecuencias de los sismos a detectar. El inconveniente de este algoritmo es que la temperatura, y por lo tanto la potencia óptica, está oscilando continuamente alrededor del máximo del filtro, lo que induce ruido de baja frecuencia en la fotodetección de la traza. Este ruido podría interferir con las mediciones a las frecuencias típicas de los sismos ( $\approx < 1Hz$ ), para evitar esto, se propone el algoritmo de la siguiente sección 2.5.3.

### 2.5.3 Algoritmo basado en la modulación del láser.

Para este algoritmo se modula la longitud de onda del láser con una señal sinusoidal. De esta manera, cuando el filtro se encuentre sintonizado (Fig. 2.12), aparecerá en la señal reflejada el segundo armónico, sin embargo, cuando la longitud de onda del láser se sale por la derecha o por la izquierda, se reflejará el



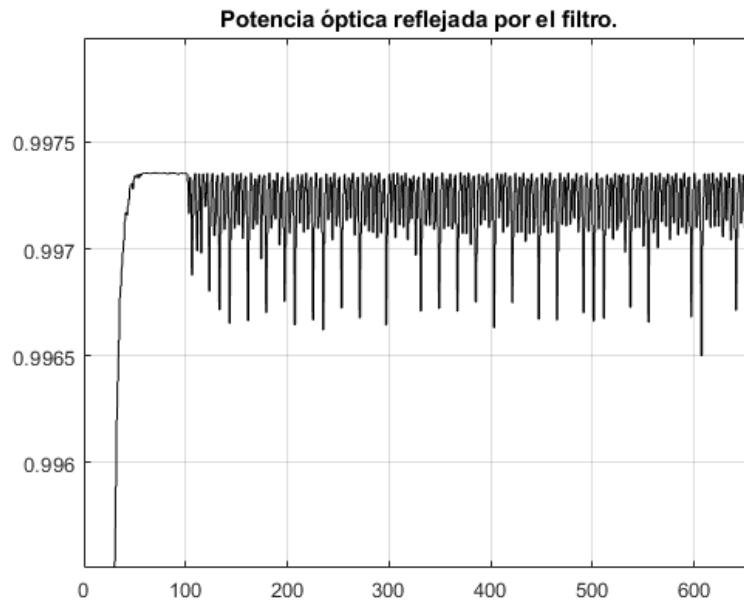
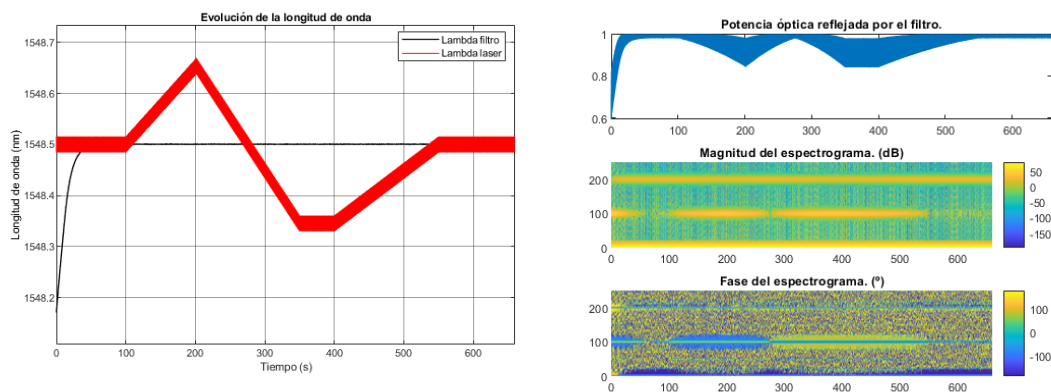


Figura 2.16: Ruido de baja frecuencia en la potencia óptica.

primer armónico, con fase  $0^\circ$  si se sale por la izquierda, y  $180^\circ$  si lo hace por la derecha. En la figura 2.17a podemos ver los resultados de modular la señal del láser: el rizado de la señal en rojo es la modulación a 100Hz del láser, mientras que las variaciones lentas a lo largo del tiempo representan las posibles derivas en la longitud de onda central del láser; en este caso se deja fija la longitud de onda del filtro (negro) para analizar, en la figura 2.17b lo que ocurre con el espectrograma. En la figura 2.17b observar la potencia reflejada por el filtro (sin realizar ninguna corrección), y abajo, observamos tanto la magnitud como la fase del espectrograma. En el segundo 100 la longitud de onda del láser comienza a aumentar respecto a la del filtro, lo que provoca que aparezca el armónico a 100 Hz con una fase de  $90^\circ$ . En el segundo 300, la longitud del láser comienza a disminuir, cambiando la fase de los 100Hz a  $-90^\circ$ . También se puede ver que cuando el filtro y el láser se encuentran sintonizados, el armónico a 100 Hz desaparece. La frecuencia de



(a) Evolución de la longitud de onda del láser (modulación a 100 Hz) y la del filtro en la simulación.

(b) Evolución de la FFT a lo largo del tiempo en la potencia óptica a la salida del filtro.

Figura 2.17: Resultados de la simulación con el láser modulado.

un láser puede modularse tanto variando la temperatura, como (en menor medida), variando la corriente, sin embargo, este último método es más preciso y sencillo. Es por esto por lo que la modulación del láser

se hará variando la corriente, consecuentemente la corriente de modulación debe de ser lo suficientemente amplia como para conseguir modular en frecuencia al láser de forma significativa. Una vez se conoce la fase de la señal modulada, se busca corregir la temperatura del filtro para minimizar la magnitud del primer armónico. De este modo, si la fase es negativa durante un determinado número de ciclos, habrá que bajar la temperatura del filtro, y si es positiva, aumentarla. La ventaja de este algoritmo es que una vez el filtro está sintonizado, este no oscila. Únicamente se introduce un ruido a la frecuencia de modulación, debido a esto, debe escogerse lo suficientemente alejada de la de los seísmos, aproximadamente unos 100Hz.

# Capítulo 3

## Desarrollo

### 3.1 Introducción

En este capítulo se incluirá el desarrollo práctico del trabajo. En la primera sección se estudiarán distintos métodos de control de temperatura de la red de Bragg para determinar la mejor opción. Una vez hecho esto se documentará tanto la parte hardware como software del sistema escogido. Es importante resaltar que, con el sistema desarrollado en este trabajo, se busca que la dependencia de la longitud de onda de bragg con la temperatura no sea un problema. Esto podría ser un problema sin la correcta estabilidad térmica. Ya que variaciones de la temperatura ambiente podrían causar variaciones en la posición espectral del filtro, y al ser este tan estrecho, se podría atenuar la señal del láser. En esta sección se muestra como se ha resuelto esto, y por lo tanto se abre la posibilidad de usar filtros de bajo ancho de banda (basados en una FBG) en los sistemas  $CP - \Phi OTDR$ .

### 3.2 Elección del calentador.

Con el fin de sintonizar la longitud de onda central del filtro, se debe realizar un control preciso y estable de la temperatura de este. Para desarrollar esta parte del trabajo, se van a comparar los distintos métodos calefactores, para ello, se realizarán distintos montajes experimentales y se evaluará sobre ellos la estabilidad a largo plazo de la longitud de onda central del filtro.

#### 3.2.1 Montaje con celda Peltier.

El montaje inicial para controlar la temperatura de la FBG consiste en un modulo TEC al que se sujeta la red de Bragg con cianocrilato por los dos extremos de la fibra a una estructura de aluminio. El modulo TEC se ha fabricado en el laboratorio y puede verse en las fotografías de la figura 3.1. Con este montaje inicial, se busca mantener la longitud de onda central del filtro lo más constante posible, para ello se mantendrá una temperatura de referencia fija y se registrarán las trazas del analizador de espectro óptico durante un día. Como vimos en la sección 2.4.1, el filtro también puede sintonizarse aplicando tensión mecánica, por lo que la dilatación térmica del material que soporta la FBG puede desplazar la longitud de onda central. Es por esto último que también se registra la temperatura ambiente. En el esquema de la figura 3.2 se ven los componentes utilizados: La fuente de espectro ancho del propio analizador de espectros (Out) atacará al primer terminal de un circulador, esta señal saldrá por el segundo terminal y el espectro reflejado por el filtro pasará al tercer terminal, conectado a la entrada del OSA. En la figura

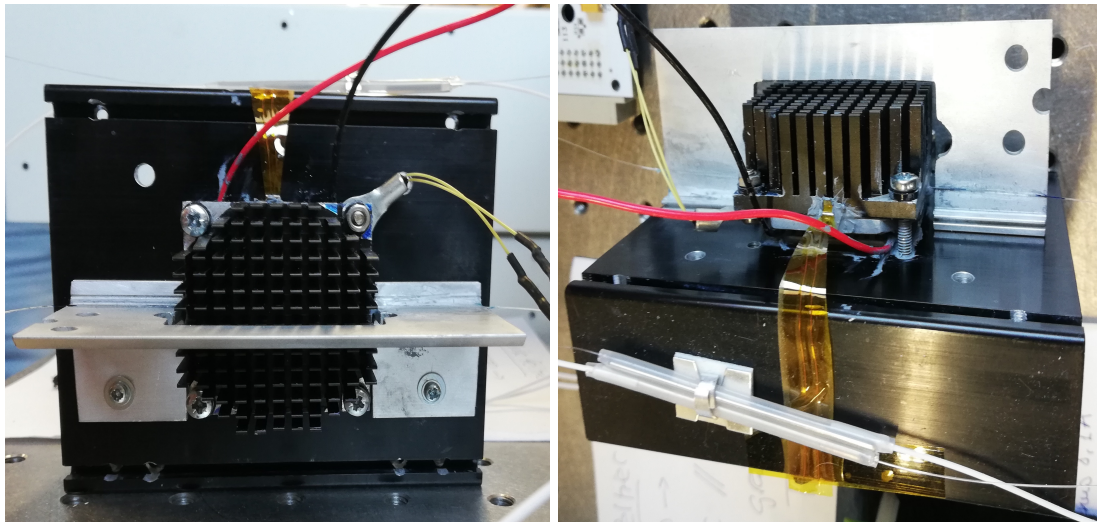


Figura 3.1: Montaje del modulo termo eléctrico.

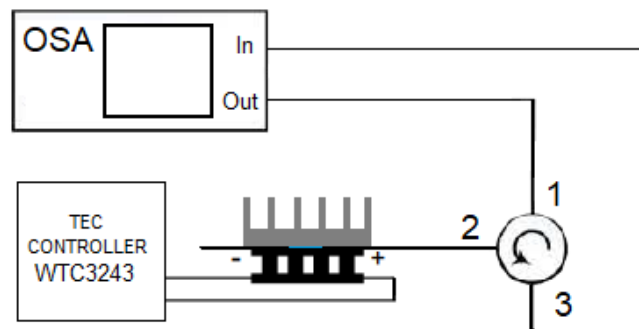


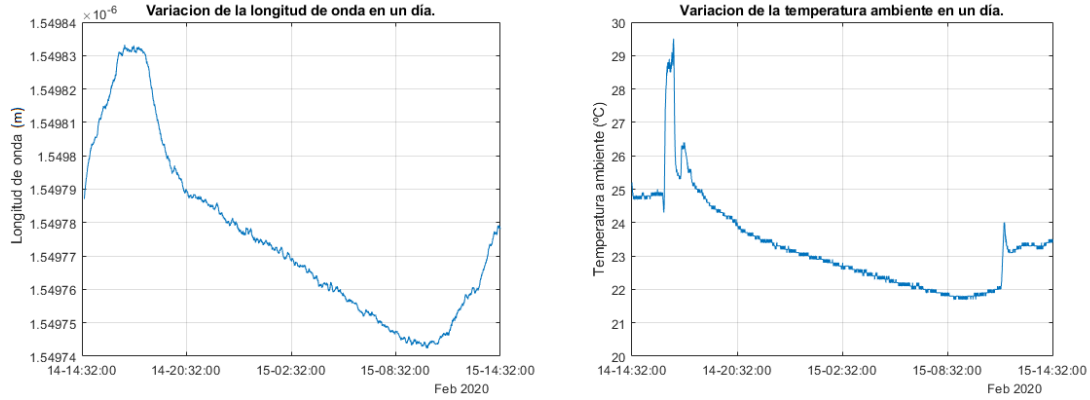
Figura 3.2: Esquema de conexión del montaje A.

3.3a se ve que, a lo largo de un día, dicha longitud de onda varía en torno a 0.1 nm. Si comparamos la variación en longitud de onda con la variación de la temperatura en la sala Fig. 3.3b, se puede deducir que las derivas de la temperatura ambiente provocan dilatación térmica en el soporte de la FBG y por lo tanto, hacen que la longitud de onda central del filtro varíe a lo largo del día. Respecto al consumo de este diseño, se comprueba que el modulo TEC está continuamente disipando calor, por lo que la corriente que pasa por este de forma constante (para mantener la temperatura) es elevada. Para solucionar esto, se buscará un diseño en el que el coeficiente de dilatación térmica del material que soporta la FBG sea menor que el del aluminio, por ejemplo: cristal o cerámica. Lo siguiente que se probará será utilizar una resistencia cerámica con un raíl central en el que se fijará la FBG.

### 3.2.1.1 Controlador de temperatura Wavelength WTC3243.

Para controlar la temperatura de la red de Bragg antes de realizar el control de temperatura propio, se utilizará un módulo comercial diseñado para controlar la temperatura de módulos termoelectricos en láseres. El módulo WTC3243 consiste en un controlador de temperatura PI utilizado para aplicaciones de control de dispositivos termoelectricos. Es capaz de suministrar hasta 2.2 amperios para excitar tanto un TEC <sup>1</sup> como a una resistencia calentadora. Además permite realizar la realimentación de la temperatura mediante diversos sensores, como RTDs, termistores o sensores integrados. La siguiente figura muestra la

<sup>1</sup>Thermo Electric Cooler



(a) Variación de la longitud de onda central del filtro a lo largo de un día.

(b) Variación de la temperatura ambiente a lo largo de un día.

Figura 3.3: Ensayo de estabilidad con el módulo TEC y WTC3243.

disposición de los terminales del módulo. En el apartado siguiente se realizará una descripción breve de

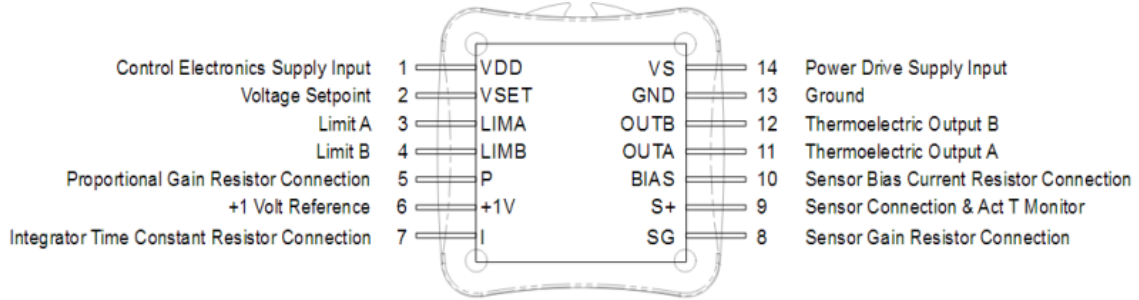


Figura 3.4: Diagrama de pines del modulo WTC3243 de Wavelength.

cada uno de los terminales:

- VDD: Alimentación del módulo.
- GND: Masa del sistema.
- Vs: Entrada de potencia para el puente en H interno del modulo WTC3243.
- BIAS La resistencia que conectemos entre Vdd y este terminal, determinará la corriente que pasará por el sensor de temperatura. Esta resistencia se escoge según el tipo de termistor utilizado según la figura 3.5.
- VSET: Entrada de tensión que determinará la referencia de temperatura del controlador. La ecuación que relaciona la tensión del terminal y la temperatura de referencia dependerá del sensor utilizado. Para el caso de un termistor NTC:

$$V_{SET} = R_{NTC} \cdot I_{BIAS} = I_{BIAS} \cdot R_o \cdot e^{\frac{\beta}{T} - \frac{\beta}{298,15}} \quad (3.1)$$

- LIMA y LIMB: Se conecta una resistencia entre este terminal y masa para limitar la corriente por la salida OUTA y OUTB respectivamente. Los valores de resistencia que habrá que colocar para conseguir un limite determinado se encuentran en la tabla 9 de la pagina 25 hoja de características.

SENSOR TYPE	$I_{BIAS}$	$R_{BIAS}$	SENSOR GAIN	$R_g$
2.252 k $\Omega$ Thermistor	1 mA	2 k $\Omega$	1	Open
5 k $\Omega$ Thermistor	200 $\mu$ A	10 k $\Omega$	1	Open
10 k $\Omega$ Thermistor	100 $\mu$ A	20 k $\Omega$	1	Open
20 k $\Omega$ Thermistor	50 $\mu$ A	40 k $\Omega$	1	Open
50 k $\Omega$ Thermistor	20 $\mu$ A	100 k $\Omega$	1	Open
100 k $\Omega$ Thermistor	10 $\mu$ A	200 k $\Omega$	1	Open
500 k $\Omega$ Thermistor	2 $\mu$ A	1 M $\Omega$	1	Open
100 $\Omega$ Platinum RTD	1 mA	2 k $\Omega$	10	Short or 100 $\Omega$ *
1 k $\Omega$ Platinum RTD	1 mA	2 k $\Omega$	1	Open
LM335	1 mA	2 k $\Omega$	1	Open
$R_{GAIN}$				
AD590	10 k $\Omega$	Open	1	Open

\* Sensor Gain with 100  $\Omega$  is exactly 10. Sensor Gain shorted is 10.09.

Figura 3.5: Valores de  $R_{BIAS}$ .

- P: Mediante una resistencia entre este pin y tierra, estableceremos la ganancia proporcional del lazo de control. Los valores de resistencia que habrá que colocar para conseguir una constante determinada se encuentran en la tabla 11 de la pagina 27 hoja de características.
- I: Se fija la constante de integración mediante una resistencia entre este terminal y masa. Los valores de resistencia que habrá que colocar para conseguir una constante determinada se encuentran en la tabla 12 de la pagina 27 hoja de características.
- +1V: Referencia de tensión de 1 Voltio.
- SG: Se puede ajustar la ganancia del sensor mediante una resistencia entre este terminal y tierra. Si se deja al aire, la ganancia será la unidad.
- S+: Conectando el sensor entre este terminal y tierra dispondremos de una medida de la caída de tensión en el sensor.
- OUTA y OUTB: Salidas de corriente para el TEC o para el resistor. En el caso de utilizar un sensor NTC, se conectará OUTA al terminal negativo del TEC y OUTB al positivo. De este modo la corriente circulara desde OUTA a OUTB para calentar, y en sentido contrario para enfriar.

Un esquema de conexión posible es el que se ve en la figura 3.6.

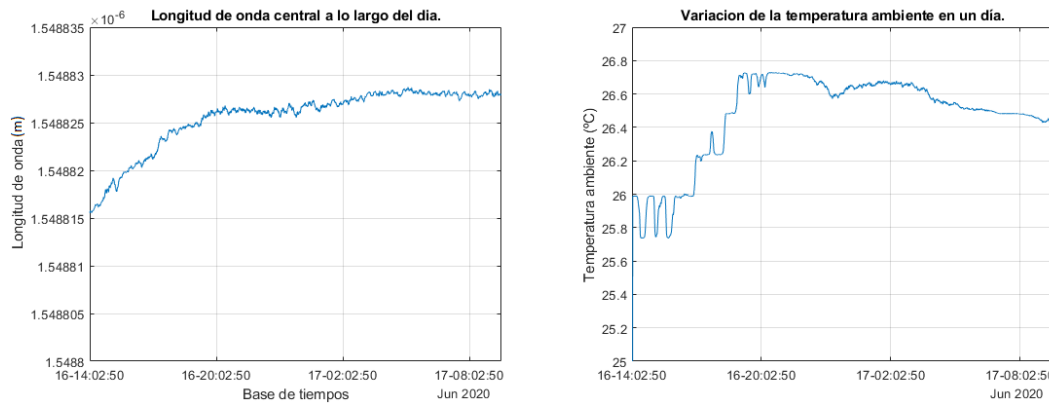
### 3.2.2 Montaje con resistencia cerámica.

En el segundo montaje propuesto se utiliza una resistencia cerámica. Para mitigar las derivas producidas por la dilatación térmica, se colocará directamente la FBG sobre la superficie cerámica, con menor coeficiente de dilatación que el aluminio. Además se realiza un control digital con el fin de hacer más flexible la elección de las constantes. Con este montaje se hace el mismo ensayo que con el anterior y los resultados se pueden ver en la figura 3.8. Se comprueba que desde las 14h 17:40 aproximadamente, la longitud de onda central del filtro varia desde 1548.816 nm hasta 1548.820 nm, lo que hace una variación total de 0.004 nm. Esta variación es de menos de un 0.5 % del ancho del filtro óptico.

#### 3.2.2.1 Control digital proporcional e integral.

Para el control de temperatura del filtro se ha implementado un controlador PI en C con un periodo de muestreo de 200 ms. Se utiliza un ADC de 10 bits para digitalizar la tensión que cae en la NTC





(a) Variación de la longitud de onda central del filtro a lo largo de un día.

(b) Variación de la temperatura ambiente a lo largo de un día.

Figura 3.8: Ensayo de estabilidad con la resistencia calefactora y el control digital.

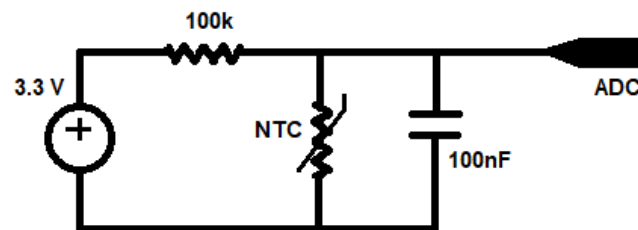


Figura 3.9: Circuito de acondicionamiento de la NTC.

mantener una temperatura estable (por encima de la temperatura ambiente) la resistencia es más eficiente que la celda de Peltier en términos de consumo. Como contra-parte, la resistencia cerámica no tiene la capacidad de enfriar y, por lo tanto, siempre se trabajará en temperaturas por encima de la temperatura ambiente. Sabiendo esto, cuando haga falta enfriar, o lo que es lo mismo, mover el filtro hacia longitudes de onda menores, se dejará enfriar la resistencia al no aplicar corriente.



### 3.3 Desarrollo del filtro.

En la fotografía de la figura 3.10 se puede ver el prototipo del filtro desarrollado. Además se añade una modulación senoidal del láser para el algoritmo del filtro adaptativo (sec. 2.5.3). Una vez vistos

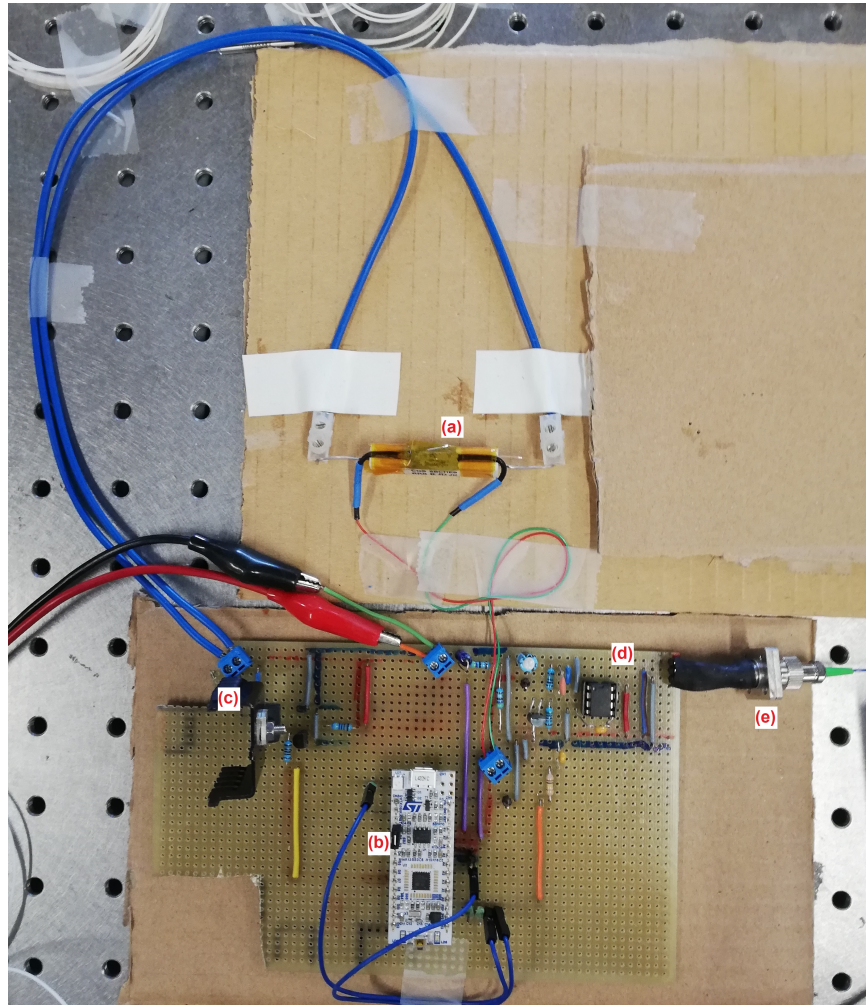


Figura 3.10: (a) Resistencia cerámica unida a la FBG y la NTC. (b) Placa controladora Nucleo-L432KC. (c) Circuito de excitación de la resistencia calefactora. (d) Circuito de acondicionamiento del fotodiodo. (e) Fotodiodo.

los componentes y su conexionado, se explicará la configuración y programación del micro-controlador (3.3.1), se hablará del diseño del amplificador de transimpedancia necesario para acondicionar la señal en corriente del diodo en una señal de tensión para el ADC (3.3.4). Y por último se dedicará una sección al montaje y a como se integra el filtro dentro del sistema (3.4). Es importante destacar que una vez el filtro se integre en un sistema DAS real, este debe de estar preparado para utilizar la señal de *trigger* que genera los pulsos ópticos. De esta forma se podrá muestrear en el momento preciso la señal de potencia óptica en el fotodiodo del filtro.

#### 3.3.1 Configuración del micro-controlador.

Una vez se ha escogido el montaje de la resistencia cerámica como método de control de temperatura, se debe escoger un micro-controlador capaz de abordar el algoritmo utilizado para el seguimiento de la longitud de onda del filtro. Se va a implementar el método de seguimiento 2.5.3, basado en la FFT. Por

lo que el  $\mu c$  debe tener la suficiente memoria para almacenar los puntos de la ventana de la FFT y la suficiente frecuencia de reloj para realizar los algoritmos en tiempos definidos. Por esto se escoge la placa de desarrollo *Nucleo-L432KC* que cuenta con un  $\mu c$  *STM32L432KC* basado en el procesador de 32 bits *Cortex-M4* de ARM. Este dispositivo tiene 256 KBytes de memoria Flash y 64Kbytes de RAM, además funciona a una frecuencia máxima de 80MHz y tiene un controlador de acceso directo a memoria (DMA) para conseguir velocidades de muestreo altas mientras el procesador realiza los cálculos principales. Para la temporización, el micro-controlador cuenta con 11 *timers*: uno de 16 bits con funciones de control de motores PWM avanzadas como gestión de tiempos muertos, uno de 32 bits, dos de propósito general de 16 bits, dos de 16 bits básicos para los DACs, dos *timers* de bajo consumo, dos de *watchdog* y un *timer* para la base de tiempos *SysTick*. Por otro lado cuenta con dos DACs y con un ADC de aproximaciones sucesivas con un multiplexor para obtener hasta 10 canales externos y 4 internos para monitorizar la referencia de tensión, la temperatura interna y las salidas de los dos DACs. En la figura 3.11 se muestra la configuración

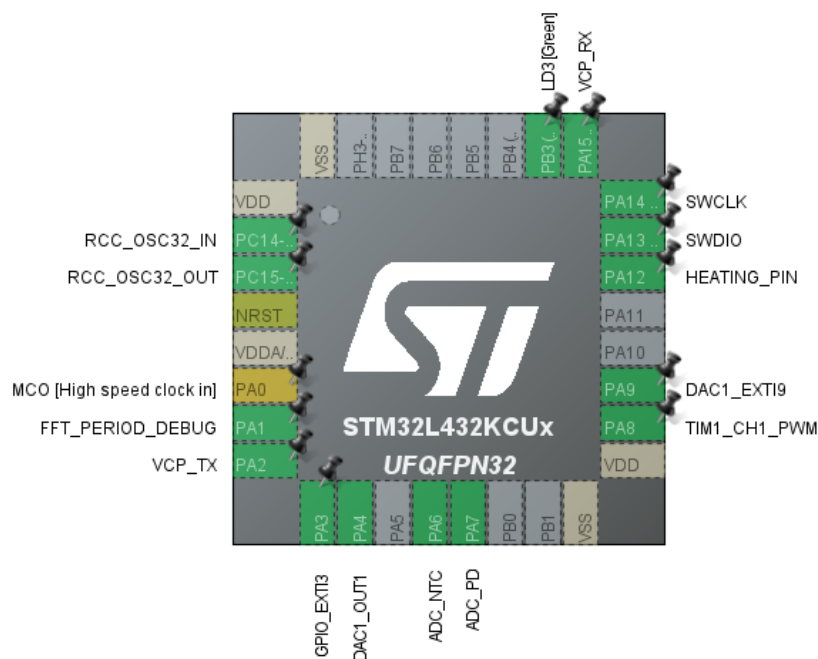


Figura 3.11: Configuración de los pines del *STM32L432KC*.

de los pines utilizados, para esta configuración se ha utilizado la herramienta STM32CubeMx integrada en el entorno de desarrollo STM32CubeIDE. Esta herramienta genera automáticamente el código necesario para la configuración. En los apartados siguientes se detallará la configuración de la fuente de reloj del  $\mu c$  y de los periféricos.

### 3.3.1.1 Fuente de reloj del micro-controlador.

La configuración de la fuente de reloj se realiza en la función **SystemClock\_Config()**. Como fuente de reloj se utiliza el *Multi-Speed Internal Clock* (MSI), de 4 MHz. Este reloj se pasa por el PLL con un factor de multiplicación (N) de 40 y un divisor (R) de 2, consiguiendo una señal para de 80 MHz. En el esquema de la figura 3.12 se puede ver la configuración utilizada.

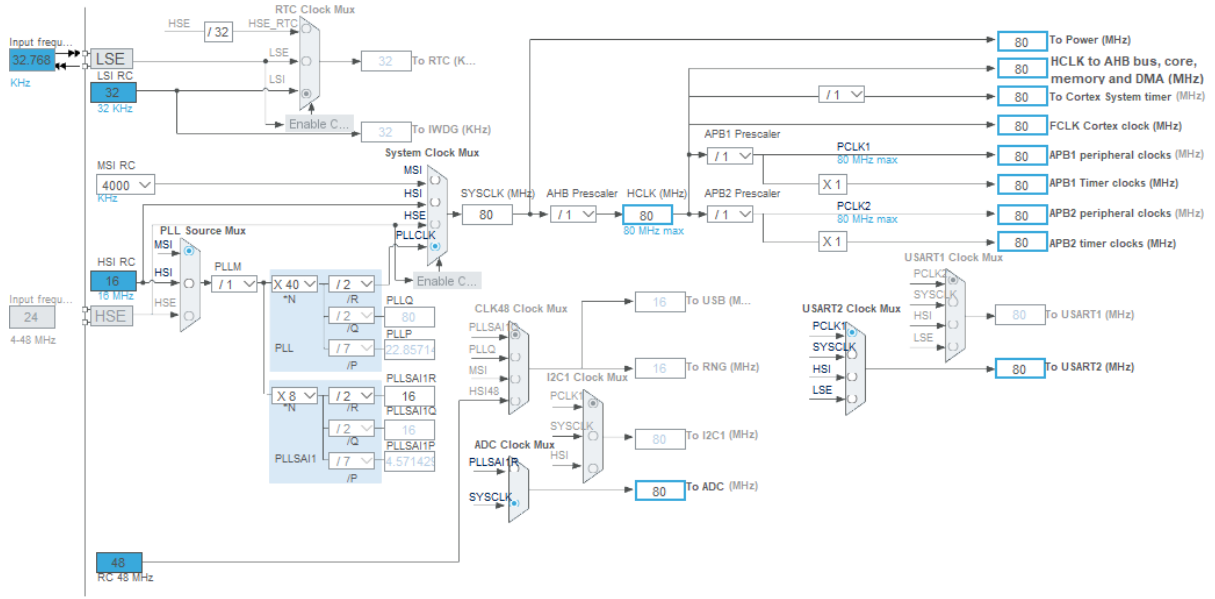


Figura 3.12: Esquema de configuración de la fuente de reloj del *STM32L432KC*.

### 3.3.1.2 Base de tiempos del *firmware*.

Como base de tiempos se utiliza el TIM2, que consiste en un contador de 32 bits con un *prescaler* de 16 bits, además es capaz de generar peticiones DMA por evento, ya sea por flanco descendiente, ascendente o ambos. Por lo que se puede utilizar como señal de muestreo para el ADC y el DAC en caso de no tener un *trigger* externo. En el caso de este trabajo, como los sistemas DAS trabajan con señales ópticas pulsadas, se utiliza un *trigger* externo para digitalizar las trazas en la posición adecuada. Con el TIM2 se pretende configurar un evento periódico cada  $T_s$  segundos para conseguir la frecuencia de muestreo deseada para el PID. Con la FFT se pretende detectar la frecuencia de 100 Hz y 200 Hz, por lo que escogemos una frecuencia de muestreo múltiplo de estas, además la frecuencia de muestreo debe de ser múltiplo del tamaño de la FFT. Para conseguir la frecuencia deseada se configura el *prescaler* a:

$$PRSCLR = \frac{F_{clk}}{F_s \cdot CNT} = \frac{80MHz}{25600Hz \cdot 1} = 1562 - 1 \quad (3.2)$$

La configuración de este temporizador se realiza en la función `MX_TIM2_Init()`

### 3.3.1.3 Salida PWM.

Es necesaria una señal PWM para controlar la potencia entregada a la resistencia calefactora. El *STM32L432KC* cuenta con timers preparados para controlar el ciclo de trabajo mediante comparadores, en este caso, se utilizará el *timer 1*. En la función `MX_TIM1_Init()`, se configura el *prescaler* para una frecuencia de 500 Hz con la ecuación 3.2, utilizada anteriormente. En este caso, también se configura el contador (CNT) para ajustar el periodo.

## 3.3.2 Conversor analógico-digital.

Se utilizan dos canales del ADC, uno para medir la temperatura de la FBG y otro para medir la potencia óptica a la salida del filtro, para ello se utilizará una NTC y un fotodiodo respectivamente. El ADC se configura de tal manera que se envíen las muestras directamente a

memoria cada vez que ocurra un flanco de evento en el TIM2, por lo que será necesario habilitar un canal del DMA para ello. La configuración general del ADC se realiza en la función `MX_ADC1_Init()`, y la configuración del canal correspondiente del DMA en `MX_DMA_Init()`. El array del DMA tendrá dos elementos, uno para recoger la muestra del canal del fotodiodo del ADC y otro para la del canal de la NTC. La configuración del DMA se realiza con la función: `HAL_ADC_Start_DMA(&hadc1,(uint32_t*)aADCxConvertedData,ADC_BUFFER_SIZE)`

### 3.3.2.1 Conversor digital-analógico.

Como se vio en la sección 2.5, para poder conocer la posición de la longitud de onda del láser respecto a la banda pasante del filtro, se utiliza una modulación en amplitud y después se analiza la fase y frecuencia de esta después de pasar por el filtro. Para obtener los valores de fase a partir de la FFT, la señal moduladora debe de estar completamente sincronizada con la señal de muestreo, por lo que se ha decidido generar la señal moduladora a partir de la misma señal de reloj que el ADC. Además se configura otro canal del DMA para enviar las muestras directamente de la memoria al DAC. La configuración general del DAC se realiza en la función `MX_DAC1_Init()`, y la configuración del canal correspondiente del DMA en `MX_DMA_Init()`. Para obtener una señal senoidal de 100Hz se debe repartir un periodo entre 256:

$$\frac{F_s}{100Hz} = \frac{25600Hz}{100Hz} = 256muestras \quad (3.3)$$

Por otro lado, se debe tener en cuenta la amplitud de la señal moduladora, ya que se desea una modulación del orden de 0.05mA en el láser. La entrada de modulación del láser tiene un factor de conversión de 50mA/V, por lo que la amplitud pico a pico de la señal será:

$$\frac{0,05mA}{50\frac{mA}{V}} = 1mV \quad (3.4)$$

Si se utiliza el rango de 20mA/V entonces:

$$\frac{0,1mA}{20\frac{mA}{V}} = 5mV \quad (3.5)$$

Mientras que la resolución del DAC puede ser como máximo de 12 bits:

$$\frac{3,3V}{2^{12}} = 0,805mV \quad (3.6)$$

Como no es posible obtener la señal deseada con la resolución del DAC, se colocará un divisor resistivo a la salida de este, junto con un amplificador operacional configurado como seguidor de tensión. Sabiendo esto, se configura el DAC para obtener una señal senoidal de 100 Hz y  $100mV_{pp}$ , para esto se crea una *look-up table* de 256 muestras y con una amplitud máxima de 128 bits <sup>2</sup>. El divisor resistivo tendrá una atenuación de 100, por lo que se escogen las resistencias de 330Ω y 33000Ω.

---

<sup>2</sup>Para generar el array de muestras se ha utilizado la siguiente herramienta on-line: <https://www.daycounter.com/Calculators/Sine-Generator-Calculator.phtml>

### 3.3.3 Programación.

El resto de rutinas de control del filtro se explicarán en este apartado. Las rutinas son tres: el algoritmo PID, la que realiza la FFT y la encargada de calcular las consignas de temperatura según los resultados de la FFT. Las tres rutinas son periódicas y se utilizarán tres *flags*, activados desde la rutina de tratamiento de interrupción de la base de tiempos (TIM2\_IRQHandler)<sup>3</sup>.

#### 3.3.3.1 Rutina del PID.

La rutina del PID (doPI()) se encuentra en Src/main.c y se la llama desde el bucle principal cada 200ms, es decir, cada vez que el contador del TIMER 2 es múltiplo de 5120. Los parámetros del PI se guardan en un tipo de estructura definido como *struct\_PID* en el archivo Inc/main.h. Esta estructura se pasará por referencia a la función doPI(), que será la encargada de calcular la nueva consigna de ciclo de trabajo para calentar la resistencia.

#### 3.3.3.2 Rutina de la FFT.

La rutina de la FFT (doFFT()) se encuentra en Src/main.c y se la llama desde el bucle principal cada vez que se recogen 4096 muestras nuevas en el buffer PD\_ADC\_FIFO. Se ha comprobado que la FFT tarda  $\approx 8ms$  en calcularse para una ventana de 4096 muestras, por otro lado se tarda 160ms en almacenar 4096 muestras. Por lo que mientras se calcula la FFT con los primeros 4096 valores, el DMA puede seguir llenando la segunda mitad del buffer. Por esto último, se ha optado por tener un buffer circular (PD\_ADC\_FIFO) de dos veces el tamaño de la ventana (8192). La función *arm\_rfft\_fast\_f32* es la encargada de realizar la FFT con elementos en coma flotante, y se obtiene de la biblioteca *arm\_math*, proporcionada por ARM. Esta biblioteca se ha incluido en el proyecto en la carpeta Libs, y está declarada en el archivo Inc/arm\_math.h.

#### 3.3.3.3 Rutina de corrección de la temperatura.

Una vez se conoce la posición espectral del láser mediante la rutina de la FFT, es necesario corregir la temperatura de la FBG para mantener sintonizado el filtro. Para ello se utiliza la rutina del diagrama de flujo de la figura 3.13, este algoritmo se ejecuta periódicamente cada vez que hay un resultado de la FFT. Para evitar que el ruido o *glitches* en la medida de la magnitud del primer armónico, produzcan efectos en la temperatura de la FBG, estos se filtran mediante un contador. Es necesario que la magnitud del primer armónico se encuentre por encima de 55dB durante 5 ciclos consecutivos para subir o bajar la temperatura del filtro.

---

<sup>3</sup>Las rutinas de tratamiento de interrupción se encuentran en Srcstm32l4xx\_it.c

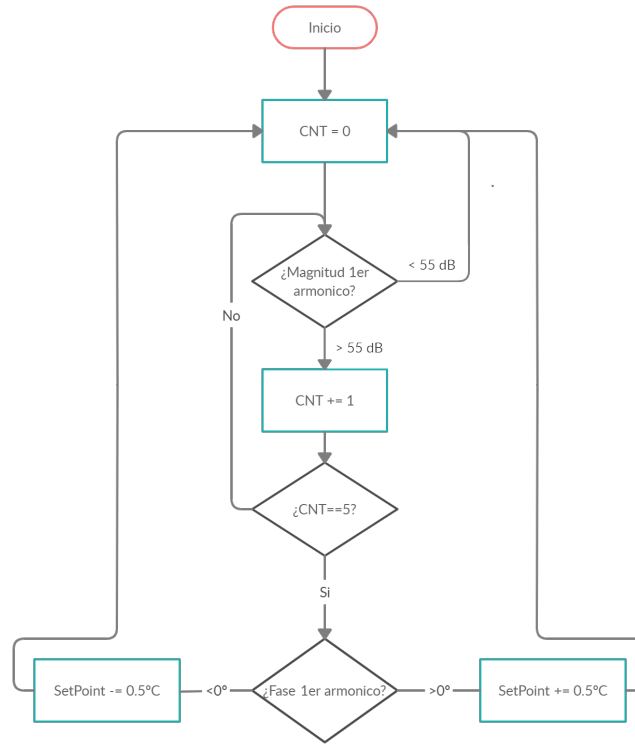


Figura 3.13: Diagrama de flujo de la rutina de corrección de temperatura.

### 3.3.4 Amplificador de transimpedancia.

Como se ha visto, la modulación del láser es muy sutil, del orden de 0.05 mA, por lo que el amplificador utilizado deberá de tener la ganancia correcta para poder digitalizar esta señal con la suficiente precisión para realizar la FFT.

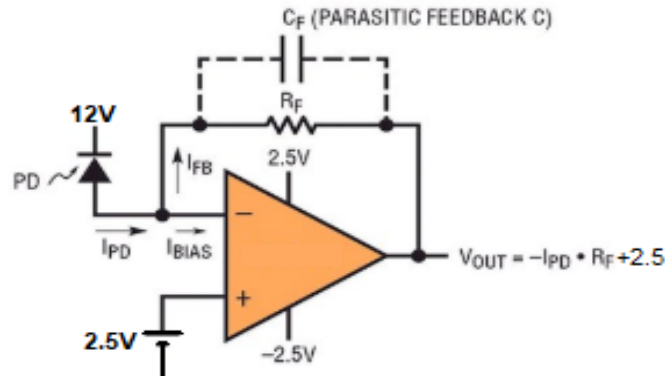


Figura 3.14: Circuito de acondicionamiento del fotodiodo.

Para poder digitalizar bien la señal con un ADC de 0 a 3.3V, la tensión de salida del amplificador tiene un *offset* generado con una referencia fija de tensión de 2.5V. El amplificador operacional utilizado es un OPA2227P, que tiene una corriente de polarización de 10nA, apropiada para el rango de corrientes del fotodiodo. Por otro lado, se escoge una ganancia de  $-10^6$ , por lo que se necesitará una resistencia  $R_f$  de  $1M\Omega$ , además se le añade un condensador en paralelo de 220pF con el fin de limitar el ancho de banda.

$$V_{out} = -I_{PD}Z_f + 2,5 = -I_{PD}\frac{R}{1 + j\omega RC} + 2,5 \quad (3.7)$$



### 3.3.5 Caracterización.

Se ha utilizado un fotodiodo del cual se desconoce el modelo, por lo que se vuelve necesario realizar una serie de medidas para calcular su responsividad. Para ello se ha ido variando la potencia del láser y midiendo con un medidor de potencia óptica y con un amperímetro la corriente por el fotodiodo, en la gráfica de la figura 3.15a se pueden ver los resultados.

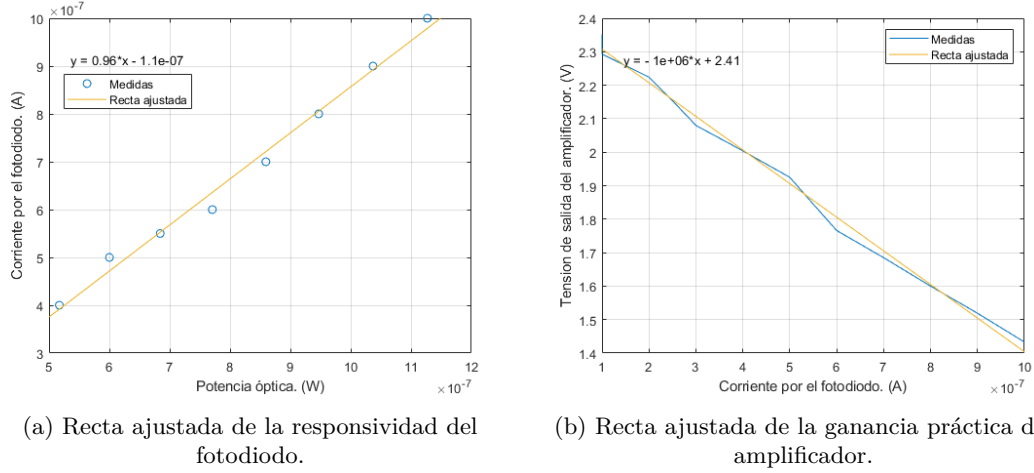


Figura 3.15: Caracterización del fotodiodo utilizado.

Por otro lado, también se mide la tensión a la salida del amplificador de transimpedancia, con esto se comprueba que la ganancia real coincide con la deseada. Como se ve en la figura 3.15b, el amplificador presenta una ganancia estática de  $-10^6$ , la cual se corresponde con la escogida teóricamente.

## 3.4 Integración en sistema $\Phi OTDR$ .

Para poder evaluar las mejoras obtenidas con este filtro frente al uso de filtros WDM, se montará un sistema  $\phi - OTDR$  y se comparará el ruido aditivo de la traza, primero utilizando un filtro WDM y luego utilizando el filtro desarrollado. Los esquemas seguidos para el montaje de esta sección del proyecto son los las figuras 3.17 y 3.16. Probando a colocar el filtro en estas dos posiciones (tanto en la rama de emisión del pulso como en la rama de recepción de la traza) para evaluar las mejoras obtenidas en términos de SNR. Los resultados de esto se muestran en la sección 4.4. En ambos montajes, se utilizará el láser DFB modulado como se ha venido haciendo anteriormente, la señal del láser pasará por un amplificador óptico de semiconductor (SOA) que se encargará de darle forma al pulso, posteriormente, pasará por un amplificador de fibra dopada con erbio (EDFA), un filtro paso banda y un atenuador antes de enviar el pulso a la fibra. En la imagen de la figura 3.18 se puede ver el montaje realizado siguiendo el esquema de la figura 3.17.





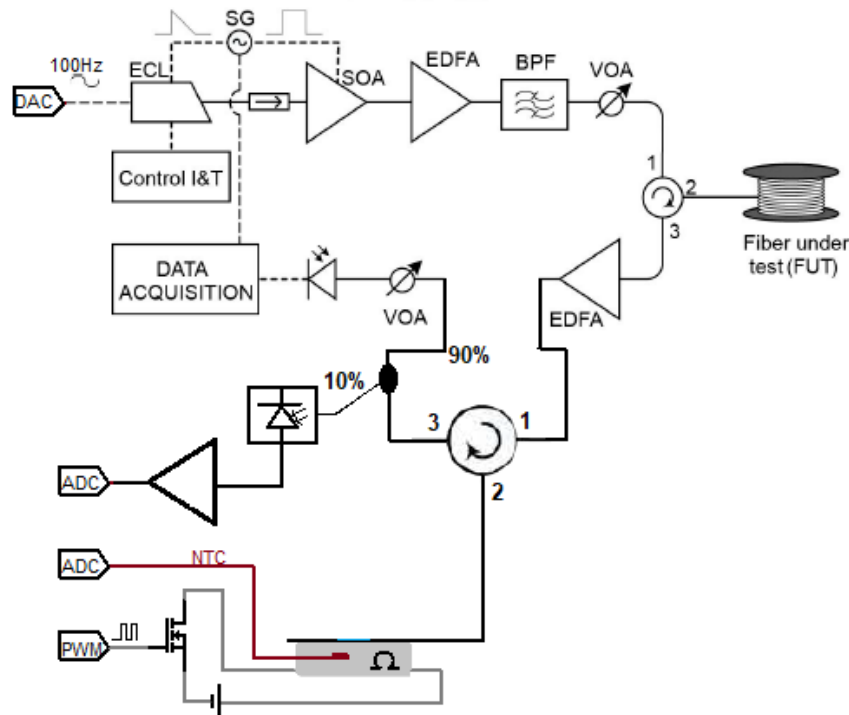


Figura 3.17: Esquema del  $\Phi OTDR$  con el filtro integrado en la rama de recepción de la traza. VOA: atenuador óptico variable, EDFA: amplificador de fibra dopada con Erblio, BPF: filtro paso banda, SG: generador de señales, ECL: láser de cavidad externa

### 3.4.1 Amplificador óptico de semiconductor.

Para darle forma al pulso de interrogación, se utiliza un SOA 1013SXS de Thorlabs. Este SOA se excita con un generador de pulsos 81150A de *Agilent Technologies*. Para esta aplicación, es importante que los pulsos estén sincronizados con la señal moduladora y con el ADC, ya que así se podrá calcular la fase de la señal de potencia óptica mediante la FFT. Para esto, se conecta la señal de *trigger* del microcontrolador a la entrada de *trigger* del generador de pulsos. Posteriormente, se ajusta un ancho de pulso de 100ns con una amplitud de 5V y un offset de 2.2V. La configuración del pulso se puede ver en la tabla 3.1.

Configuración del generador de pulsos	
Retardo	0 s
Ancho de pulso	100 ns
Flanco de bajada	10 ns
Flanco de subida	10 ns mA
Amplitud	5 Vpp
Offset	2.2 V
Impedancia de carga	50 $\Omega$
Impedancia de salida	50 $\Omega$
Polaridad	Normal

Tabla 3.1: Parámetros de configuración del generador de pulsos utilizados.

### 3.4.2 Amplificador de fibra dopada con erbio.

Para proporcionar la potencia suficiente a los pulsos de interrogación de la fibra, se utiliza un EDFA. Además se utiliza otro EDFA en el brazo de recepción de las trazas para adecuar la potencia de estas y poder digitalizarlas posteriormente. En este montaje se utilizan dos módulos EDFA-MC-PA-25-N de *Accelink Technologies* alimentados con 5V. La configuración de estos amplificadores es igual en ambos y se puede ver en la tabla 3.2.

Configuración de los EDFA	
Temperatura del chasis	35.1°C
Potencia óptica de entrada	4
Umbral máximo de seguridad de la entrada	10
Corriente de bombeo	3 mA
Corriente P1	199 mA
Potencia APC	10 dBm
Umbral de apagado automático	-90 dBm
Corriente de bombeo necesaria para el apagado	0 mA

Tabla 3.2: Parámetros de configuración de los EDFA utilizados.

# Capítulo 4

## Resultados.

### 4.1 Introducción.

En este capítulo se introducirán los resultados más relevantes del trabajo, las métricas de calidad usadas para evaluar los resultados, las estrategias seguidas para obtener los resultados y por último, los resultados obtenidos. Los resultados engloban por un lado ensayos de estabilidad de la temperatura del filtro, pensados para asegurar un correcto funcionamiento del control de temperatura. Y por otro lado, se muestran los resultados correspondientes a la integración del filtro en un sistema DAS. Probando primero la capacidad de este de sintonizarse automáticamente con la longitud de onda central del láser, y por último midiendo la mejora de la SNR obtenida al utilizar el filtro en lugar de utilizar el filtro WDM que se venía utilizando en estos sistemas.

#### 4.1.1 Métricas de calidad.

Para la validación del filtro se tendrán en cuenta una serie de métricas de calidad que se tendrán presentes a la hora de realizar los ensayos descritos en este capítulo. Se valoran las siguientes métricas:

- Estabilidad térmica: El filtro debe de ser capaz de mantenerse a una temperatura dada y no presentar variaciones en régimen estacionario de más de  $1^{\circ}C$ . Es importante tener en cuenta, que, como se vio en la sección 2.4.1, una variación de  $1^{\circ}C$  se traduce en una variación de 10pm en la longitud de onda central del filtro.
- Estabilidad óptica: Si se fija un punto de trabajo con el filtro, la longitud de onda central de este no debe variar más de 10pm en régimen estacionario.
- Seguimiento de la longitud de onda del láser: el filtro debe de ser capaz de adaptarse a la longitud de onda central del láser.

#### 4.1.2 Estrategia y metodología de experimentación.

Para la evaluación del filtro y obtención de los resultados se pretende analizar primero la estabilidad térmica, es decir, la capacidad de mantener fija la longitud de onda central del filtro a pesar de variaciones en la temperatura ambiente. Para ello se han realizado tres ensayos que se explican en la sección 4.2. Posteriormente se procede a mostrar los resultados obtenidos con el algoritmo de seguimiento del filtro en la sección 4.3. Por último, se integrará el filtro diseñado en un sistema  $\Phi OTDR$  y se comprobará si la relación señal-ruido de las trazas obtenidas mejora o no.

## 4.2 Ensayos de estabilidad térmica.

Para esta sección se utiliza un láser DFB como fuente de luz, en lugar de la fuente de salida del OSA. El láser tiene un ancho de banda a -3dBm de 0.016 nm mientras que la FBG utilizada tiene un ancho de banda a -3dBm de  $\sim 0,1nm$ . Se realizaran tres ensayos, en el primero se comprobará simplemente que el control de temperatura es estable y capaz de mantener la temperatura del filtro fija con variaciones menores a  $1^{\circ}C$ . En el segundo ensayo además se colocará un foto-diodo antes del filtro con un acoplador, con esto, se pretende determinar si las variaciones en potencia óptica del primer ensayo son debidas a derivas del controlador del láser o a variaciones en el control de temperatura del filtro. Por último, en el tercer ensayo se busca evaluar la estabilidad térmica y óptica dentro de un entorno similar al interior de un sistema DAS, para ello se introduce el filtro dentro de un horno con la temperatura controlada. Con el fin de controlar la temperatura y la corriente por el láser, este se conecta al controlador ILX-LDC3734C mediante una montura para encapsulados *butterfly* LM14S2 (Figura 4.1). Posteriormente se estabiliza el láser a una temperatura de  $36,88^{\circ}C$  y a una corriente de 100 mA para mantenerlo a una longitud de onda central de 1548.9 nm.

### 4.2.1 Primer ensayo.

Registrando las trazas ópticas con el OSA, se pretende determinar la estabilidad del filtro observando las variaciones en la potencia óptica a la salida del filtro. En la figura 4.1 se ve el esquema de conexión que se ha utilizado, y en las gráficas de la figura 4.2 se ven los resultados del primer ensayo. Se comprueba que los resultados son aceptables ya que la variación de la longitud de onda central a lo largo del experimento es del orden de picómetros ( $\Delta\lambda < 0,015nm$ ). La representación escalonada de la longitud de onda se debe a la resolución del analizador de espectros óptico. Sin embargo, la potencia óptica medida a la salida del filtro varía una centésima de dBm, y lo hace a la vez que la longitud de onda central del láser, además estas variaciones coinciden con los cambios de temperatura ambiente durante el experimento. Esto hace pensar que las variaciones de la potencia óptica son debidas al efecto de las variaciones de temperatura ambiente sobre el controlador del láser.

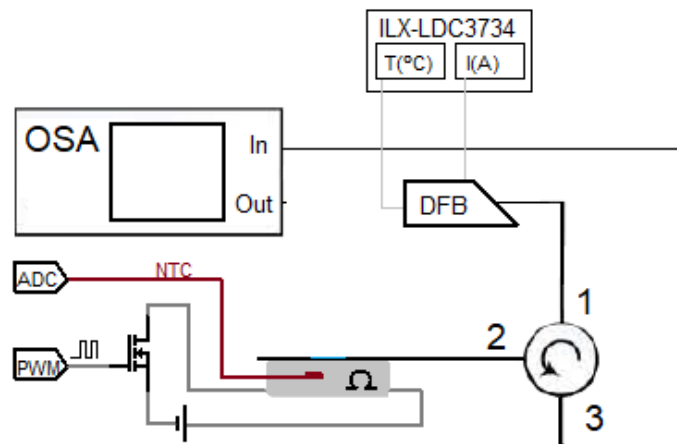
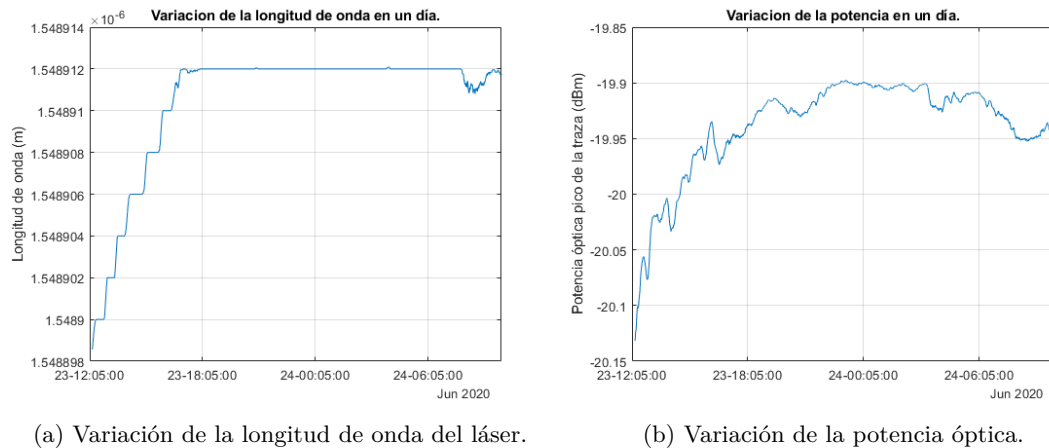


Figura 4.1: Esquema de conexión del láser DFB.



(a) Variación de la longitud de onda del láser.

(b) Variación de la potencia óptica.

Figura 4.2: Resultados del primer ensayo. La base de tiempos se muestra en el eje horizontal. Medidas tomadas entre las 12:05 del 23 de junio y las 8:30 del 24 de junio de 2020.

#### 4.2.2 Segundo ensayo.

En el ensayo anterior se observaba una deriva en la potencia óptica, esta variación puede ser debida por un lado al controlador del láser y por el otro lado a que el filtro se desintonice, por lo que es importante determinar la causa. En este segundo ensayo, además de registrar las trazas a la salida del filtro, se registrará la potencia óptica que llega al filtro, para ello se utilizará un acoplador (10 %-90 %) y un fotodiodo para medir el 10 % de la señal mientras que el 90 % se pasa por el filtro y se registra con el OSA. De esta forma, se puede determinar si las derivas en la potencia óptica son debidas al filtro o al controlador del láser. El esquema utilizado se puede ver en la figura 4.3. Con esta configuración se mide la potencia

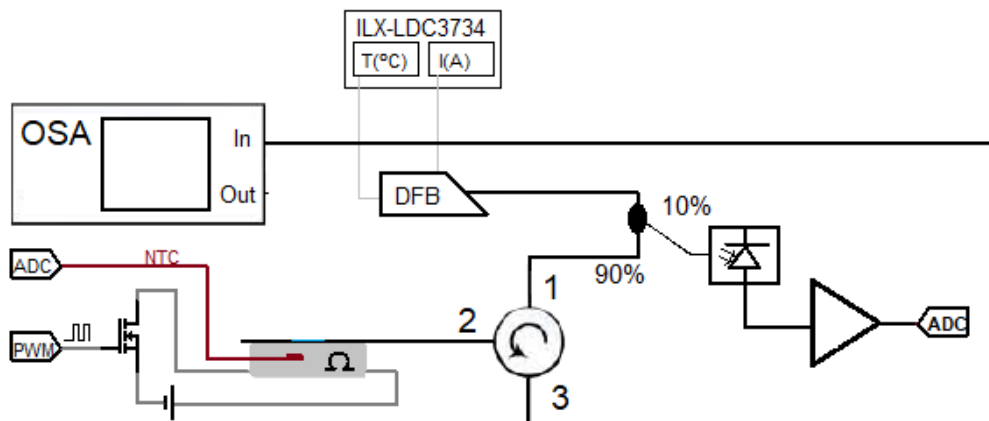


Figura 4.3: Esquema de conexión del láser DFB con foto-diodo a la entrada del filtro.

óptica a la entrada y a la salida del filtro durante ocho horas. Los resultados se muestran en la figura 4.4 y se comprueba que el filtro se mantiene estable en temperatura, además se puede ver que las posibles variaciones en la posición del filtro son debidas a la dilatación térmica y que son del orden de una décima de dBm, lo cual es aceptable.

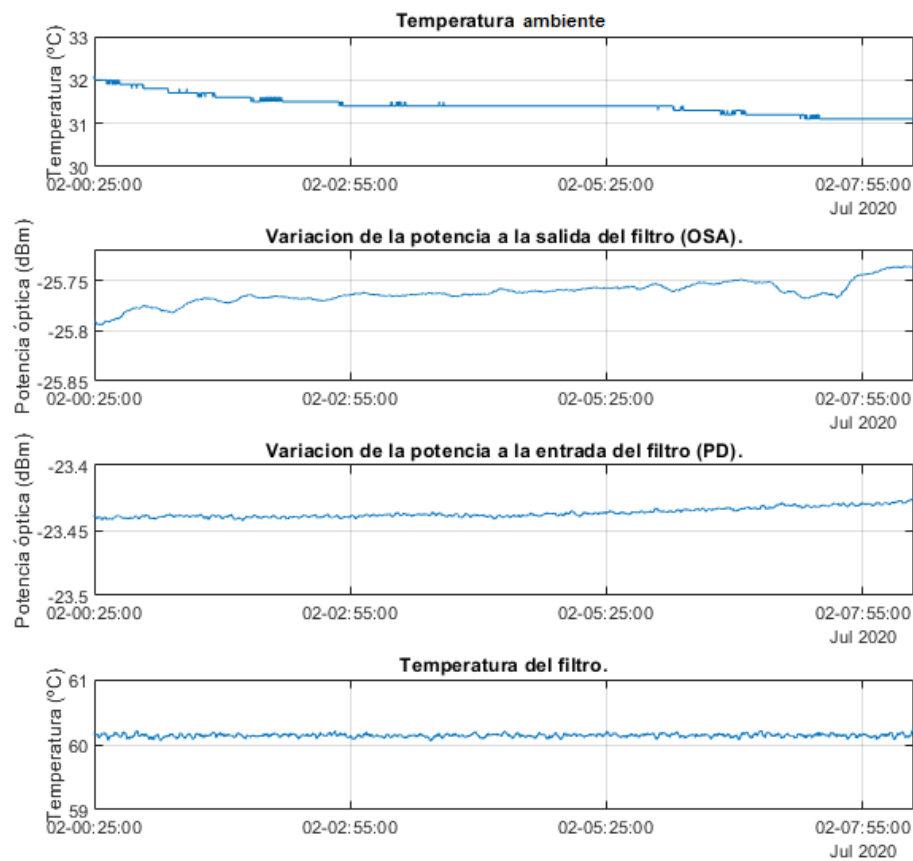


Figura 4.4: Resultados del segundo ensayo. La base de tiempos se muestra en el eje horizontal. Medidas tomadas entre las 00:25 y las 8:30 del 2 de julio de 2020.

### 4.2.3 Tercer ensayo.

En este ensayo se pretende simular una situación real de funcionamiento en la que el filtro vaya colocado en el interior de una caja de un equipo DAS. Para ello, se utiliza un horno a  $39^{\circ}\text{C}$ , que es la temperatura media del interior de un DAS. Para poder determinar las posibles fuentes de las variaciones a lo largo del día en la potencia óptica y longitud de onda, se utiliza el mismo montaje que en el ensayo anterior (Fig. 4.5). Pero en este caso se introduce el montaje de la FBG junto a la resistencia cerámica en un horno.

En la figura 4.6 podemos ver los resultados, se comprueba que la temperatura del filtro se mantiene estable a pesar de las variaciones de temperatura dentro del horno. Además se comprueba que la potencia a la salida del filtro varía según lo previsto (3.2) debido a la dilatación térmica del material de la resistencia.

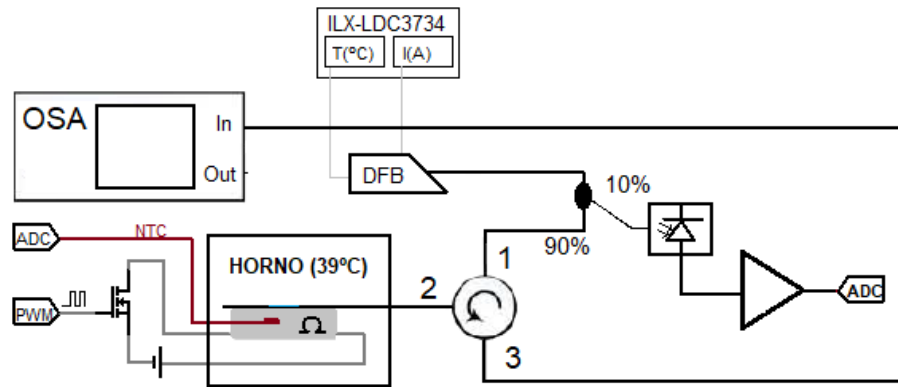


Figura 4.5: Esquema de conexión del láser DFB con foto-diodo a la entrada del filtro colocando la FBG en un horno controlado en temperatura.

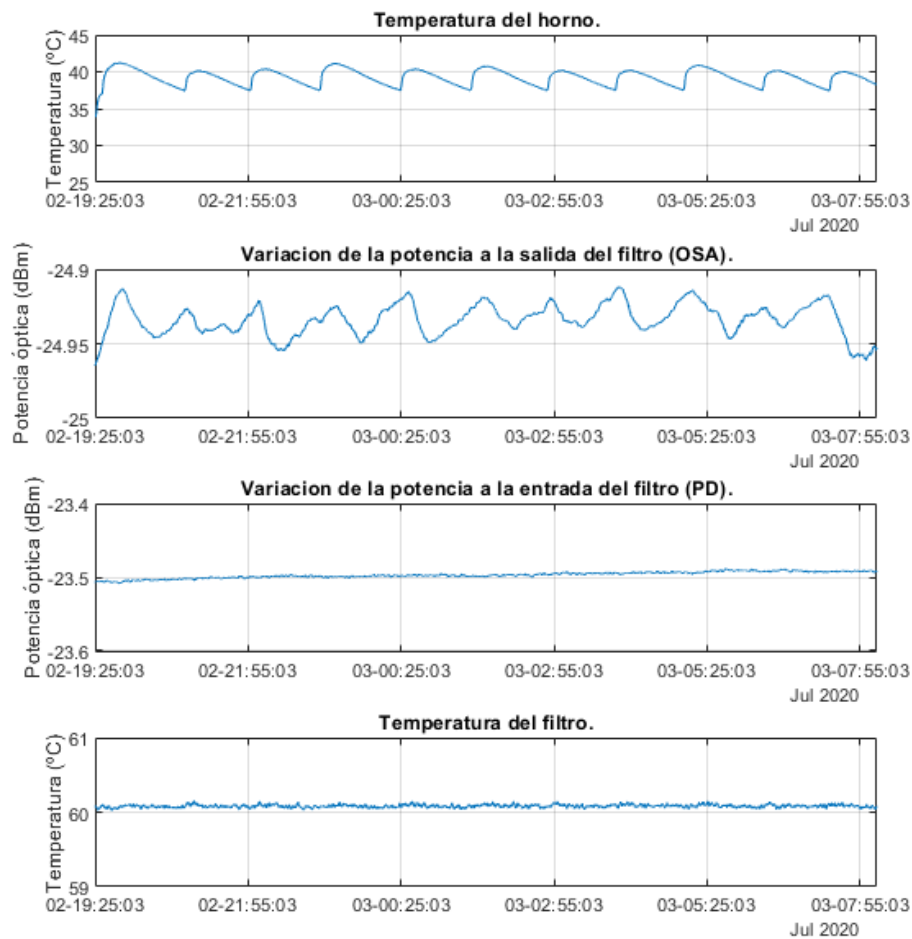


Figura 4.6: Resultados del tercer ensayo. La base de tiempos se muestra en el eje horizontal. Medidas tomadas entre las 19:25 del 2 de julio y las 8:30 del 3 de julio de 2020.

### 4.3 Seguimiento del láser.

En la sección 2.5 se estudiaron los dos algoritmos propuestos para sintonización automática del filtro. Finalmente, debido a las ventajas que presenta algoritmo basado en la modulación del láser (sec. 2.5.3), este se implementó en el microcontrolador siguiendo el diagrama de flujo de la figura 3.13. En esta sección se muestran los resultados obtenidos con este algoritmo. Para comprobar que el filtro es capaz de adaptarse ante pequeñas derivas de la longitud de onda del láser se utiliza el montaje  $\Phi OTDR$  visto en la sección 3.4. Posteriormente se procede a sintonizar el filtro a una longitud de onda inicial de 1548.91nm (61°C) y, utilizando el control de temperatura del ILX LDC-3724, se va modificando manualmente la longitud de onda del láser como se muestra en la gráfica de la figura 4.7. En la figura se puede observar por ejemplo, que, al rededor del segundo 100, la longitud de onda baja a 1548.88nm, lo que provoca que la magnitud del armónico de 125Hz aumente y que este tenga fase negativa. Al detectar esto, el micro-controlador disminuye la consigna de temperatura para que el filtro se adapte a esta nueva longitud de onda. Una vez que la magnitud del armónico baja de 55, el micro-controlador deja de bajar la temperatura del filtro.

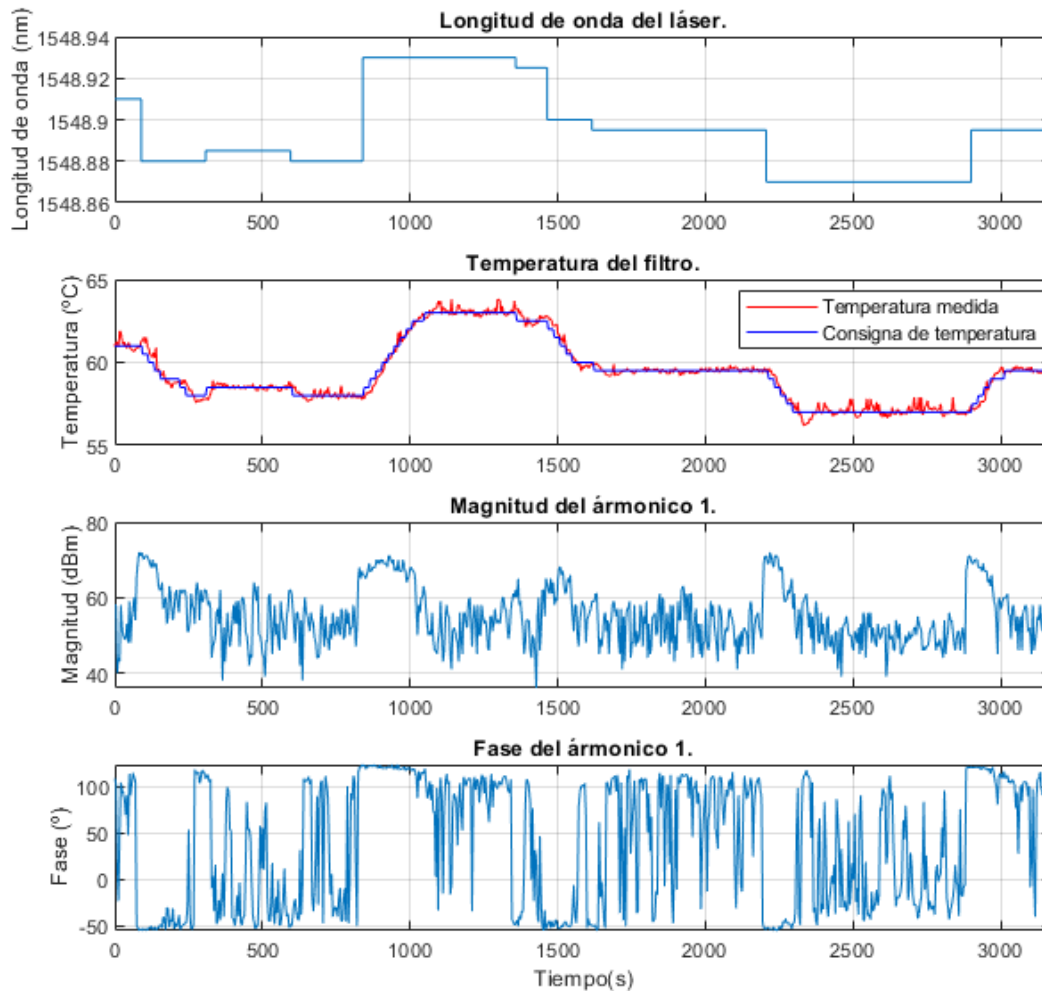


Figura 4.7: Resultados del ensayo de seguimiento de longitud de onda. De arriba a abajo: Longitud de onda del láser modificada manualmente; Evolución de la consigna de temperatura calculada y la temperatura del filtro; Magnitud del armónico a 125Hz; fase del armónico a 125Hz.



## 4.4 Resultados de la integración del filtro en el sistema $\Phi - OTDR$ .

En esta sección se pretende explicar los resultados obtenidos en cuanto a mejora de la SNR en las trazas de un sistema  $\Phi - OTDR$ , estas mejoras son posibles al filtrar el ASE con un filtro de menor ancho de banda que los utilizados hasta ahora. Para determinar las mejoras conseguidas en el sistema, se compara el filtro desarrollado con un filtro de la misma anchura espectral (0.8nm) que los utilizado en telecomunicaciones (DWMD). El espectro de este filtro se puede ver a la derecha en la figura 4.8, en la que se comparan los espectros de los dos filtros con el láser en la longitud de onda central. Para recoger las trazas se realiza el montaje visto en el apartado 3.4, se conecta el fotodetector a un osciloscopio y se comparan ambas SNR. Esto se hace tanto colocando el filtro en la rama del emisión del pulso, como en la rama de recepción de las trazas del sistema  $CP - \Phi OTDR$ . Antes de digitalizar las trazas, es necesario ajustar el atenuador

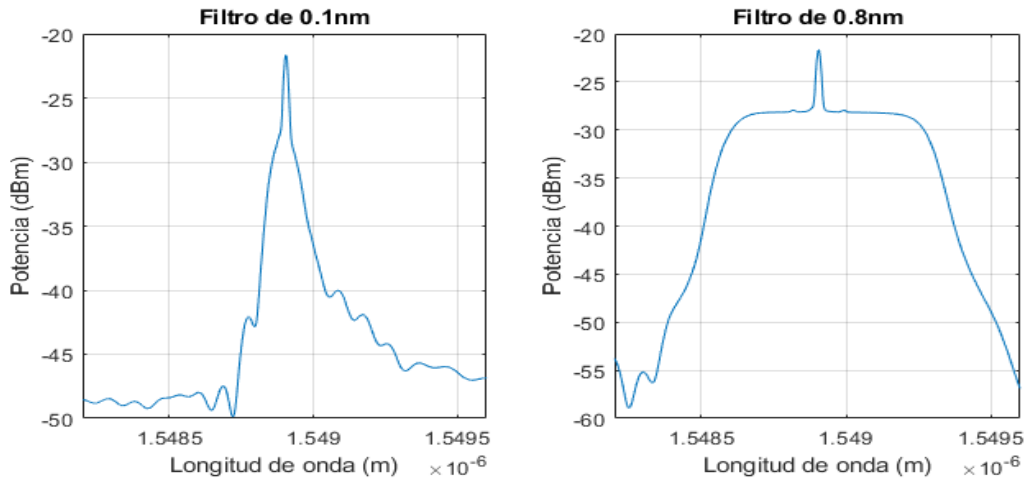


Figura 4.8: Comparación de los filtros utilizados. Antes de recoger las trazas del Phi-OTDR, hay que asegurarse de llegue la misma potencia a del filtro la longitud de onda central.

de la rama de detección para igualar la potencia óptica que llega al foto-diodo, y hacer que sea la misma con ambos filtros, solo así se puede asegurar que la SNR se mide en igualdad de condiciones. Por lo que antes de conectar el fotodetector para obtener las trazas, se conecta el OSA y se ajusta el atenuador de la rama de recepción o de emisión (según la colocación del filtro) hasta poder comprobar en el OSA que el láser tenga una potencia en su longitud de onda central de -21dBm una vez haya pasado por el filtro. Para calcular la SNR de las trazas, se toman dos tramos, uno que solo tenga ruido N (entre  $100\mu$  y  $110\mu$ ), y otro que corresponda a la traza S (entre 0 y  $100\mu$ s). Posteriormente se calcula el valor RMS de ambos tramos y se calcula la relación entre estos con la ecuación 4.1.

$$SNR = 10\log\left(\frac{S_{RMS}^2}{N_{RMS}^2}\right) \quad (4.1)$$

En la tabla 4.1 se muestran los resultados, y se comprueba que, con el filtro de menor ancho espectral, la SNR es mayor, ya que se filtra de forma más efectiva el ASE generado por los amplificadores EDFA.

	Filtro en recepción	Filtro en emisión
SNR con el filtro de 0.1nm	41.7 dB	39.54 dB
SNR con el filtro de 0.8nm	40.5 dB	37.08 dB

Tabla 4.1: Comparación de las SNR conseguidas colocando los dos filtros en la rama de recepción y de emisión del pulso.

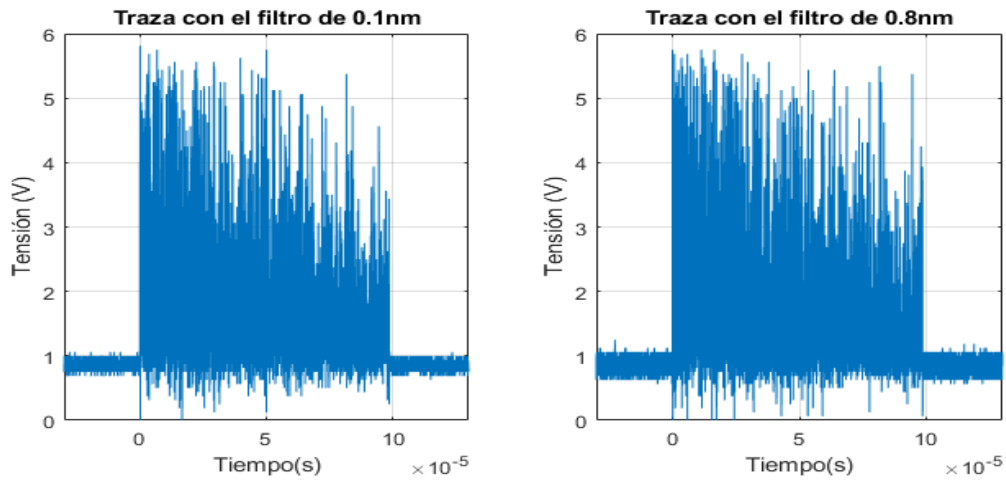


Figura 4.9: Comparación de las trazas obtenidas colocando los filtros en la rama de recepción.

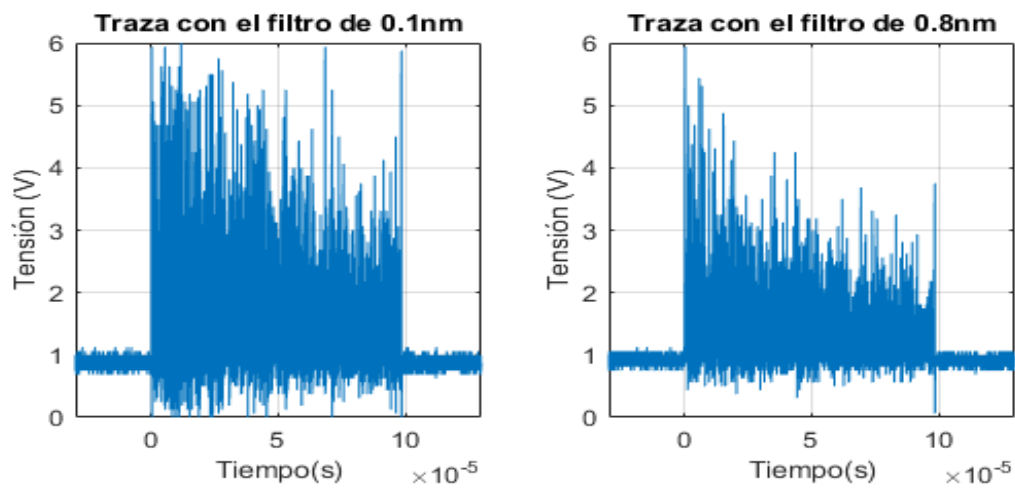


Figura 4.10: Comparación de las trazas obtenidas colocando los filtros en la rama de emisión.

En estas trazas se comprueba que colocando el filtro en la rama de recepción se mejora en 1.2 dB la SNR. Mientras que colocándole en la rama de emisión de los pulsos, la SNR se ve incrementada en 2.46 dB.

## 4.5 Conclusiones sobre los resultados.

A la vista de los resultados se puede concluir que este método de filtrado es apropiado para la aplicación en sistemas DAS basados en  $CP - \Phi OTDR$ . Se ha visto como la dependencia de la longitud de onda de Bragg ( $\lambda_B$ ) con la temperatura, puede resultar un problema, aunque esto se ha corregido realizando un control digital de temperatura. Sin embargo, los propios materiales sobre los que se sujeta la FBG, presentan variaciones en su volumen en función de las variaciones de la temperatura ambiente. Estos cambios en el volumen también afectan de forma directa a la longitud de onda de Bragg según la ecuación 2.17. Esto ocurre de forma proporcional al coeficiente de dilatación térmica de cada material, por lo que, utilizando materiales con bajo coeficiente (como el cristal o la cerámica) se consigue disminuir esta aportación. En la sección 4.2.3, se ha comprobado la estabilidad térmica del filtro (en términos de variación de la longitud de onda central) en un entorno controlado similar al que podría haber en una caja de control de un DAS real.

Por otro lado, se conoce que, el láser de interrogación en un sistema DAS, puede experimentar derivas leves en su longitud de onda central, por lo que uno de los objetivos era que el filtro pudiese adaptarse automáticamente a estas variaciones. En el apartado 4.3, se ha comprobado que el algoritmo basado en la FFT de la señal modulada consigue detectar eficazmente la posición espectral del láser, permitiendo tomar decisiones, mediante el algoritmo visto en el diagrama de flujo 3.13, para subir o bajar la consigna de temperatura del control digital, y por lo tanto, corregir la posición espectral del filtro.

Como objetivo central de este proyecto se propuso el mejorar la relación señal-ruido en las trazas obtenidas por un sensor DAS basado en  $CP - \Phi OTDR$ . En la última sección de este capítulo 4.4, se ha montado un sistema como el que se muestra en las figuras 3.16 y 3.17 y se ha comprobado como la SNR mejora al utilizar el filtro desarrollado en este trabajo. En términos generales, se puede concluir que se ha encontrado una solución al problema propuesto por el proyecto y que se ha implementado de forma que se cumple con los objetivos propuestos.



## Capítulo 5

# Conclusiones y líneas futuras

Durante el desarrollo de este trabajo se ha estudiado el funcionamiento de los sistemas de detección acústica distribuida, concretamente los basados en la técnica de reflectometría óptica en el dominio del tiempo sensible a la fase con pulsos *chirpados* (CP- $\Phi$ OTDR). Para ello se ha analizado el estado del arte de este tipo de sensores para conocer de donde vienen y hacia donde van. Posteriormente se ha hecho un estudio teórico sobre la técnica mencionada anteriormente (CP- $\Phi$ OTDR) y se ha analizado la problemática relacionada con el ruido debido a la emisión espontánea amplificada (ASE) en estos sistemas. Para solucionar esto, se propuso desarrollar un filtro óptico más estrecho que los utilizados hasta ahora. Para ello, la tecnología de las redes de difracción de Bragg en fibra (FBG) presenta grandes ventajas. Ya que esta tecnología puede funcionar como un filtro altamente configurable en longitud onda (variando la temperatura), además de poder conseguir anchos de banda de hasta 0.01nm durante el proceso de fabricación. Es por esto por lo que, en este trabajo, se ha estudiado también el funcionamiento de este tipo de redes de difracción. Así como el proceso de fabricación que se siguió en la Universitat Politècnica de València para colaborar con este proyecto aportando una FBG.

Las redes de difracción de Bragg en fibra presentan unas características altamente deseables para su utilización como filtro óptico, sin embargo la misma característica que nos permite sintonizar la longitud de onda central, se convierte en un problema cuando no se tiene un control preciso sobre la temperatura. Ya que el filtro podría desintonizarse fácilmente con cambios en la temperatura ambiente. Para solucionar esto se ha buscado utilizar materiales de soporte con bajo coeficiente de dilatación térmica y implementar un lazo de control de digital. Con esto se ha conseguido mantener el filtro estable en un entorno similar al de la caja de un equipo real DAS. También se ha conseguido que el filtro se adapte automáticamente a variaciones leves en la longitud de onda del láser.

Por último, se ha comprobado que con el filtro desarrollado en este trabajo, se consigue mejorar la SNR de las trazas recibidas (y por lo tanto de la señal acústica medida) respecto a los filtros usados hasta la fecha. Una fibra óptica típica (Corning SMF-28) tiene una atenuación por kilómetro de  $\approx 0,2dB/km$  a 1550 nm [29]. En un sistema DAS la señal tiene que ir hasta el final de la fibra y volver, por lo que la atenuación total que sufrirá la señal óptica es de  $\approx 0,4dB/km$ . Teniendo en cuenta esto, una mejora de la SNR de 3dB se traduce en un incremento de la longitud de medida de 7,5km.

$$\frac{3dB}{0,4 \frac{dB}{km}} = 7,5Km \quad (5.1)$$

En este trabajo, se ha conseguido una mejora de la SNR alrededor de 2.5 dB, por lo tanto, utilizando la misma relación de la ecuación 5.1, se podría aumentar la longitud de medida en 6.25 Km. Teóricamente,

si se consiguiese que el ruido ASE sea el ruido dominante en las medidas, la mejora de la SNR (al utilizar un filtro con un ancho de banda ocho veces menor) se vería multiplicada por un factor ocho. Por lo tanto, teóricamente, con este filtro se podría aumentar la longitud de medida de forma significativa.

Como líneas futuras se pretende transferir el diseño del filtro a una tarjeta de circuito impreso compatible con un equipo DAS, en el futuro se estudiará si el filtro se colocará dentro del equipo, o bien, se conectará como un modulo externo. Además una posible mejora en el sistema podría ser utilizar una célula de Peltier de pequeño tamaño para controlar la temperatura de la FBG en lugar de la resistencia cerámica, con lo que se conseguiría un menor tiempo de respuesta en la sintonización automática del filtro al poder realizar un enfriamiento activo.

Por otro lado, como consecuencia de la realización de este trabajo de fin de máster, me he familiarizado con el funcionamiento de los distintos equipos del laboratorio de ingeniería fotónica. Asimismo he aprendido conceptos elementales sobre los sensores distribuidos de fibra óptica y sobre los principales desafíos que nos encontramos durante el desarrollo de estos sistemas. Además, he puesto en practica conceptos estudiados durante el máster de ingeniería electrónica como son: el acondicionamiento de sensores y la optimización de las líneas de alimentación en el circuito, por ejemplo, al tener que haber separado el subsistema de potencia del circuito y el subsistema de acondicionamiento del fotodiodo y de la NTC para minimizar interferencias por impedancia común; también se han puesto en practica conceptos de procesado digital de señales al implementar un algoritmo basado en la transformada rápida de Fourier en tiempo real de la señal fotodetectada.

## Capítulo 6

# Presupuesto

### 6.1 Equipo de trabajo

Para la realización del proyecto ha sido necesaria la compra de un conjunto de herramientas, materiales y la dedicación de una serie de horas. Además se ha utilizado un conjunto de equipos que han sido suministrados por el Grupo de Investigación de Ingeniería Fotónica de la Universidad de Alcalá de Henares (GRIFO). El coste de estos equipos se muestra en la tabla 6.1 de los cuales se añadirá al presupuesto la parte proporcional al tiempo que se han usado. Los equipos electrónicos tienen un periodo máximo de amortización de 10 años con un coeficiente de amortización del 20 % anual en el que se estima la depreciación de los equipos por diversos motivos, como desgaste, uso u obsolescencia. Estos equipos han sido utilizados durante 7 meses, por lo cual se añadirá esta parte proporcional al coste del material.

Objeto	Precio unitario(€)	Unidades	Precio total (€)
Analizador de espectro óptico	34.115	1	34.115
Controlador ILX Lightwave LDC-3724c	4.896	1	4.896
LABPS23023 Fuente de alimentación	194,74	1	194,74
Osciloscopio MSO6054A	5.000	1	5.000
Medidor de potencia óptica PM20C	630,51	1	630,51
Total			62.592
Total amortizado en un año (20 %)			12.518,4
<b>Total amortizado siete meses</b>			<b>7.302,4</b>

Tabla 6.1

#### 6.1.1 Coste del material.

Los costes de los componentes utilizados para el desarrollo del filtro se encuentran en la tabla 6.2.

Objeto	Precio unitario(€)	Unidades	Precio total (€)
Nucleo-L432KC	9,37	1	9,37
Fotodiodo FGA01FC	144,59	1	144,59
NTC 100k B4060	1,92	1	1,92
OPA2227P	7,73	1	7,73
MOSFET IRF630	1,08	1	1,08
2N2222A NPN	0,08	1	0,08
R1 1M $\Omega$	0,11	1	0,11
R2 5K1 $\Omega$	0,11	1	0,11
R3 4.7 $\Omega$	0,11	1	0,11
R4 4.7 $\Omega$	0,11	1	0,11
R5 4K7 $\Omega$	0,11	1	0,11
R6 1K $\Omega$	0,11	1	0,11
R6 8.7 $\Omega$ (10 W)	0,457	1	0,457
C1 0.1 $\mu F$	0,16	1	0,16
C2 220 pF	0,33	1	0,33
C3 0.47 $\mu F$	0,45	1	0,45
C 10 nF	0,1	4	0,4
CON2	1,71	5	8,55
Tira 40 pines hembra	0,41	1	0,41
Amortización equipo			7.302,4
<b>Total</b>			<b>7.469,63</b>

Tabla 6.2: Coste de los componentes para el control de la FBG.

### 6.1.2 Coste de la mano de obra.

En la Tabla 6.3 se muestra el precio correspondiente a la mano de obra empleada para la realización del proyecto. Se han empleado 1200 horas (8 meses) para la realización del proyecto. De estas 1200 horas, 1050 horas (7 meses) han consistido en labores de investigación y desarrollo hardware y software, mientras que el resto del tiempo empleado se ha dedicado a la realización de la documentación necesaria.

Actividad	Precio(€)	Tiempo (meses)	Precio total (€)
Ingeniería	1600	7	11200
Documentación	1300	1	1300
<b>Total</b>			<b>12.500</b>

Tabla 6.3: Coste de la mano de obra.

### 6.1.3 Coste de ejecución del material.

Coste	Total(€)
Materiales	7.469,63
Mano de obra	12.500
<b>Total (IVA Incluido)</b>	<b>19.969,63</b>

Tabla 6.4: Coste de ejecución del material.

### 6.1.4 Gastos generales y beneficio industrial.

En esta sección se incluyen los gastos derivados del uso de las instalaciones más el beneficio industrial. Se estima que es de un 20 % del coste de ejecución del material.



Gastos generales y beneficio industrial	2.533,4454 €
---	--------------

Tabla 6.5: Gastos generales y beneficio industrial.

### 6.1.5 Presupuesto de ejecución por contrata.

Se calcula sumando el presupuesto de ejecución material más los gastos generales y de beneficio industrial del contratista. El resultado se muestra en la tabla 6.6

Coste	Total(€)
Coste de ejecución material.	19.969,63
Gastos generales y beneficio industrial.	2.533,44
<b>Total.</b>	<b>22.503,07</b>

Tabla 6.6: Presupuesto de ejecución por contrata.

### 6.1.6 Honorarios.

Los honorarios facultativos por la ejecución del proyecto se determinan de acuerdo a las tarifas de los honorarios de los ingenieros en trabajos particulares. De acuerdo con la ley 7/1997, de medidas liberalizadoras en materia de suelo y de Colegios Profesionales los Honorarios Profesionales son libres y responden al libre acuerdo entre el profesional y su cliente. Se aplica un coeficiente razonable de un 10 % sobre el importe de ejecución por contrata, debido a que se trata de un proyecto de i+D. Los resultados se encuentran en la Tabla 6.7.

Coste	Total(€)
Importe de ejecución por contrata.	22.503,07
Honorarios.	1.520,06
<b>Total.</b>	<b>24.023,13</b>

Tabla 6.7: Honorarios.

### 6.1.7 Coste total del proyecto:

Según lo visto en el desglose de las anteriores secciones, se concluye que el coste total del proyecto es de **24.023,13 €**.



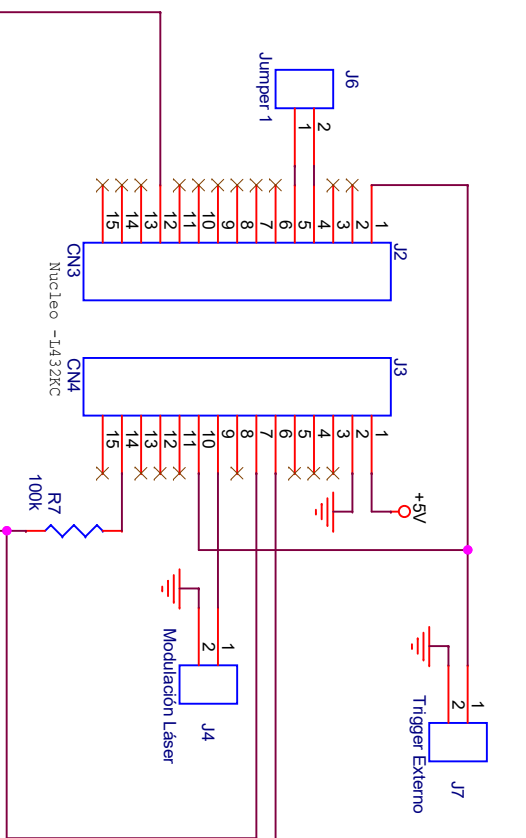
# Bibliografía

- [1] PARKER, T. SHATALIN, S. AND FARHADIROUSHAN, M. *Distributed acoustic sensing, a new tool for seismic applications. (2014)*
- [2] AJO-FRANKLIN, J.B., DOU, S., LINDSEY, N.J. ET AL. *Distributed Acoustic Sensing Using Dark Fiber for Near-Surface Characterization and Broadband Seismic Event Detection. Sci Rep 9, 1328 (2019).*
- [3] MARRA, G. CLIVATI, C. LUCKETT, R. *Ultrastable laser interferometry for earthquake detection with terrestrial and submarine cables. Science (2018)*
- [4] J. PASTOR-GRAELLS, H. MARTINS, A. GARCIA-RUIZ, S. MARTIN-LOPEZ, AND M. GONZALEZ-HERRAEZ *Single-shot distributed temperature and strain tracking using direct detection phase-sensitive OTDR with chirped pulses. (2016)*
- [5] BOLOGNINI, G. PARK, J. *Analysis of distributed temperature sensing based on Raman scattering using OTDR coding and discrete Raman amplification (2007)*
- [6] ANGULO-VINUESA, X. MARTÍN-LOPEZ, S. *Raman-Assisted Brillouin Distributed Temperature Sensor Over 100 km Featuring 2 m Resolution and 1.2 °C Uncertainty. (2012)*
- [7] SONG KY, KISHI M, HE Z, HOTATE K. *High-repetition-rate distributed Brillouin sensor based on optical correlation-domain analysis with differential frequency modulation. Opt Lett. (2011)*
- [8] YAIR PELED, AVI MOTIL, AND MOSHE TUR. *Fast Brillouin optical time domain analysis for dynamic sensing,.<sup>o</sup>pt. Express 20, 8584-8591 (2012)*
- [9] YAIR PELED, AVI MOTIL, AND MOSHE TUR. *Monitoring the propagation of mechanical waves using an optical fiber distributed and dynamic strain sensor based on BOTDA. 2013 Optical Society of America*
- [10] ALI MASOUDI, MOHAMMAD BELAL, AND TREVOR P. NEWSON. *Distributed dynamic large strain optical fiber sensor based on the detection of spontaneous Brillouin scattering. Opt. Lett. 38, 3312-3315 (2013)*
- [11] MARK FROGGATT AND JASON MOORE. *High-spatial-resolution distributed strain measurement in optical fiber with Rayleigh scatter. Appl. Opt. 37, 1735-1740 (1998)*
- [12] H. F. MARTINS, S. MARTIN-LOPEZ, P. CORREDERA, M. L. FILOGRANO, O. FRAZÃO, AND M. GONZALEZ-HERRAEZ. *Phase-sensitive Optical Time Domain Reflectometer Assisted by First-order Raman Amplification for Distributed Vibration Sensing Over >100 km. Lightwave Technol. 32, 1510-1518 (2014)*

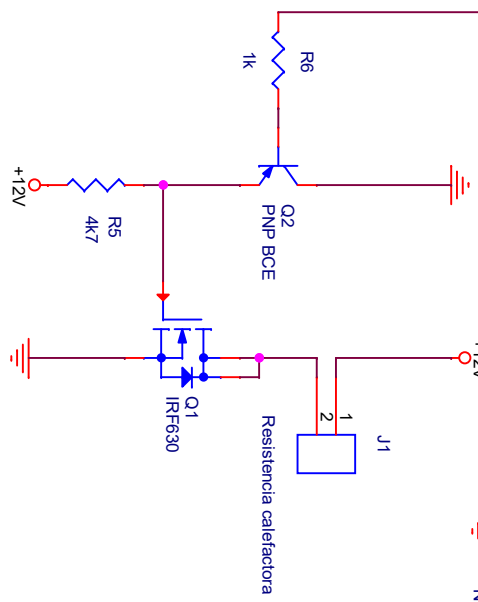
- [13] A. MASOUDI, M. BELAL, AND T. P. NEWSON. *A distributed optical fibre dynamic strain sensor based on phaseOTDR. Meas. Sci. Technol.* 24(8), 085204 (2013).
- [14] G. TU, X. ZHANG, Y. ZHANG, F. ZHU, L. XIA, AND B. NAKARMI. *The Development of an Phi-OTDR System for Quantitative Vibration Measurement. IEEE Photonics Technol. Lett.* 27(12), 1349-1352 (2015).
- [15] H. F. MARTINS, S. MARTIN-LOPEZ, P. CORREDERA, M. L. FILOGRANO, O. FRAZÃO, AND M. GONZALEZ-HERRAEZ. *Coherent Noise Reduction in High Visibility Phase-Sensitive Optical Time Domain Reflectometer for Distributed Sensing of Ultrasonic Waves. J. Lightwave Technol.* 31(23), 3631-3637 (2013).
- [16] L. ZHOU, F. WANG, X. WANG, Y. PAN, Z. SUN, J. HUA, AND X. ZHANG. *Distributed Strain and Vibration Sensing System Based on Phase-Sensitive OTDR. IEEE Photonics Technol. Lett.* 27(17), 1884-1887 (2015).
- [17] Y. KOYAMADA, M. IMAHAMA, K. KUBOTA, AND K. HOGARI. *Fiber-Optic Distributed Strain and Temperature Sensing With Very High Measurand Resolution Over Long Range Using Coherent OTDR. J. Lightwave Technol.* 27(9), 1142-1146 (2009).
- [18] M. A. SOTO, X. LU, H. F. MARTINS, M. GONZALEZ-HERRAEZ, AND L. THÉVENAZ. *Distributed phase birefringence measurements based on polarization correlation in phase-sensitive optical time-domain reflectometers. Opt. Express* 23(19), 24923-24936 (2015).
- [19] MARÍA R. FERNÁNDEZ-RUIZ, MARCELO A. SOTO. *Distributed Acoustic Sensing Using Chirped-Pulse Phase-Sensitive OTDR Technology. Sensors* 2019, 19, 4368
- [20] MARÍA R. FERNÁNDEZ-RUIZ, LUIS COSTA AND HUGO F. MARTINS. *Distributed acoustic sensing for seismic activity monitoring. APL Photonics* 5, 030901 (2020).
- [21] PATTERSON, G. SOBRAL, M. EFECTO PELTIER - Dpto. de Física - FCEyN - UBA
- [22] PASTOR GRAELLS, JUAN. *Chirped-Pulse Phase-Sensitive Optical Time Domain Reectometry*
- [23] BARRERA VILAR, DAVID. *Diseño, fabricación y caracterización de FBGs e interferómetros en fibra óptica para la monitorización en ambientes adversos.*(2013)
- [24] M.J. COLE, W.H. LOH, R.I. LAMING, M.N. ZERVAS, S. BARCELOS. *Mov-ing fibre/phase mask scanning beam technique for enhanced flexibility in producing fibre gratings with uniform phase mask. Electronics Letters*, vol. 31, no. 17, pp. 1488-1490. 1995.
- [25] JOSE ANTONIO LÁZARO VILLA Y MIGUEL ARDUENGO. *Build your own optical amplifier: design, implementation and physical model of an Erbium Doped-Fiber Amplifier.*
- [26] TURAN ERDOGAN. *Fiber Grating Spectra. , Member, IEEE*
- [27] M.J.COLE, W.H. LOH, R.I. LAMING, M.N. ZERVAS AND S.BARCELOS. *Moving fibre/phase mask-scanning beam technique for enhanced flexibility in producing fibre gratings with uniform phase mask.*
- [28] GASULLA, IVANA. BARRERA, DAVID. HERVÁS, JAVIER Y SALES, SALVADOR. *Spatial Division Multiplexed Microwave Signal processing by selective grating inscription in homogeneous multicore fibers.*
- [29] CORNING SMF-28 ULTRA OPTICAL FIBER. *Product information.*

## Apéndice A

Esquemas y código fuente.



Circuito de acondicionamiento del fotodiodo.



Circuito de control de la resistencia calefactora.

Title			
Circuito de control y acondicionamiento para el filtro óptico.			
Size	Document Number	Rev	
A4	1	1	
Date:		Sheet	of
Sunday, October 18, 2020		1	1

## A.1 Código fuente.

### A.1.1 Main.c

```

/* Includes ----- */
#include "main.h"

/* Private includes ----- */
/* USER CODE BEGIN Includes */
#include "string.h"
#include "stdio.h"
#include "stdlib.h"
#include "auxiliares.h"

#define ARM_MATH_CM4
#include "arm_math.h"
/* USER CODE END Includes */

/* Private typedef ----- */
/* USER CODE BEGIN PTD */
typedef struct struct_PID{
    float Ts;
    float iterm ;
    float kp;
    float ki; //0.5
    float e;
    float u;
    float setPointTemperature;
};
/* USER CODE END PTD */

/* Private define ----- */
/* USER CODE BEGIN PD */
/* USER CODE END PD */

/* Private macro ----- */
/* USER CODE BEGIN PM */

/* USER CODE END PM */

/* Private variables ----- */
ADC_HandleTypeDef hadc1;
DMA_HandleTypeDef hdma_adc1;

DAC_HandleTypeDef hdac1;
DMA_HandleTypeDef hdma_dac_ch1;

```

```

TIM_HandleTypeDef htim1;
TIM_HandleTypeDef htim2;

UART_HandleTypeDef huart2;

/* USER CODE BEGIN PV */
//Flags
uint8_t flag_doFFT;
uint8_t flag_doPID;

//ADC->DMA->Memory
// Buffer destino del ADC con DMA
uint16_t aADCxConvertedData[ADC_CONVERTED_DATA_BUFFER_SIZE];

//Variables que recogen el ADC
uint16_t PD_ADC_FIFO[FFT_WINDOW_SIZE*2];
uint16_t NTC_ADC;

// Indicador del sector actual de la fifo del fotodiodo
uint16_t fifo_sector; //0-8

//Variables para el PID
float meas_temperature = 0;
uint8_t heating_flag;

const uint16_t sineWave_125hz_4mv[8] = {
    512+2,512+3,
    512+4,512+3,
    512+2,512+1,
    512+0,512+1};

// Variables para la FFT
arm_rfft_fast_instance_f32 fft_handler;
float32_t fft_in_buf[FFT_WINDOW_SIZE];
float32_t fft_out_buf[FFT_SIZE];

int out_mag_array[2]; //
int out_phase_array[2]; //

/* USER CODE END PV */

/* Private function prototypes -----*/
void SystemClock_Config(void);
static void MX_GPIO_Init(void);

```



```

static void MX_DMA_Init(void);
static void MX_TIM1_Init(void);
static void MX_USART2_UART_Init(void);
static void MX_ADC1_Init(void);
static void MX_TIM2_Init(void);
static void MX_DAC1_Init(void);
static void MX_NVIC_Init(void);
/* USER CODE BEGIN PFP */

void doFFT(void);
void initPID(struct struct_PID *myPID, float setPoint);
void doPI(struct struct_PID *myPID, float measTemperature);
float ADCRaw2Temperature(uint16_t ADCRaw, float prev_meas_temperature);

/* USER CODE END PFP */

/* Private user code */
/* USER CODE BEGIN 0 */

/* *****
 * FUNCIONES PARA LA FFT
 ***** */

void doFFT(){

    int offset_mag = 0;
    arm_rfft_fast_f32(&fft_handler, &fft_in_buf[0], &fft_out_buf[0], (uint8_t)0);

    //Se procesa la salida de la fft para que esté en base logaritmica
    out_mag_array[0] = (int)(20*log10f(complexABS(fft_out_buf[1024],
                                                    fft_out_buf[1025]))) - offset_mag;
    out_phase_array[0] = (int)(complexPhase(fft_out_buf[1024],
                                                    fft_out_buf[1025])*180/PI);
    out_mag_array[1] = (int)(20*log10f(complexABS(fft_out_buf[2048],
                                                    fft_out_buf[2049]))) - offset_mag;
    out_phase_array[1] = (int)(complexPhase(fft_out_buf[2048],
                                                    fft_out_buf[2049])*180/PI);

}

/* *****
 * FUNCIONES PARA EL PID
 ***** */
void initPID(struct struct_PID *myPID, float setPoint){
    myPID->Ts = 0.2;

```

```

    myPID->kp = 40;
    myPID->ki = 0.5; //0.5
    myPID->e = 0;
    myPID->u = 0;
    myPID->iterm = 0;
    myPID->setPointTemperature = setPoint;
}

void doPI(struct struct_PID *myPID, float measTemperature){
    myPID->e = myPID->setPointTemperature - measTemperature;

    myPID->iterm = myPID->iterm + myPID->e*myPID->ki*myPID->Ts;

    if(myPID->iterm > 1000)myPID->iterm = 1000;
    if(myPID->iterm < 0)myPID->iterm = 0;

    myPID->u = myPID->kp*myPID->e + myPID->iterm;

    if(myPID->u > 1000)myPID->u = 1000;
    if(myPID->u < 0)myPID->u = 0;
}

float ADCRaw2Temperature(uint16_t ADCRaw, float prev_meas_temperature){
    float Vcc = 3.3; //Valor maximo del ADC
    float Rc = 100000; // Valor de la resistencia del divisor
    float Tc = 298.15; // Temperatura ambiente
    float V_adc = 0;
    float R_adc = 0; // Resistencia calculada de la NTC
    float beta = 3950; // Beta de la NTC
    float raw_temperature; // Valor de temperatura sin filtrar

    V_adc = (float)ADCRaw / 1024 * Vcc;
    R_adc = V_adc*Rc/(Vcc-V_adc);
    raw_temperature = beta/(log(R_adc) - log(Rc) + beta/Tc) - 273.15;
    // Se devuelve el valor filtrado con las medidas anteriores:
    return (0.6 * raw_temperature) + ((1 - 0.6) * prev_meas_temperature);
}

/* USER CODE END 0 */

/**
 * @brief The application entry point.
 * @retval int
 */
int main(void){
    /* USER CODE BEGIN 1 */
    char mensaje_env[20];

```

```

char aux1[8];

// Variables para llenar el buffer de la FFT:
uint16_t id_buf = 0;
uint16_t last_Id = 0;
uint16_t first_Id = 0;

fifo_sector = 0;

out_mag_array[0] = 0;
out_phase_array[0] = 0;
out_mag_array[1] = 0;
out_phase_array[1] = 0;

struct struct_PID my_PID;
heating_flag = 1;

uint8_t FFT_counter = 0;
/* USER CODE END 1 */

/* MCU Configuration ----- */
/* Reset of all peripherals, Initializes the Flash interface and the Systick. */
HAL_Init();
/* USER CODE BEGIN Init */
arm_rfft_fast_init_f32(&fft_handler, FFT_SIZE); // Se inicializa la FFT
/* USER CODE END Init */

/* Configure the system clock */
SystemClock_Config();

/* USER CODE BEGIN SysInit */
/* USER CODE END SysInit */

/* Initialize all configured peripherals */
MX_GPIO_Init();
MX_DMA_Init();
MX_TIM1_Init();
MX_USART2_UART_Init();
MX_ADC1_Init();
MX_TIM2_Init();
MX_DAC1_Init();

/* Initialize interrupts */
MX_NVIC_Init();
/* USER CODE BEGIN 2 */

if (HAL_DAC_Start_DMA(&hdac1, DAC_CHANNEL_1,

```

```

    (uint32_t *)sineWave_125hz_4mv, 8, DAC_ALIGN_12B_R) != HAL_OK){
    /* Start DMA Error */
    Error_Handler();
}

//Se inicia el ADC con DMA sincronizado con el timer2
if (HAL_ADC_Start_DMA(&hadc1, (uint32_t *)aADCxConvertedData,
    ADC_CONVERTED_DATA_BUFFER_SIZE) != HAL_OK){
    Error_Handler();
}

initPID(&my_PID, 60.0);

    /* USER CODE END 2 */

    /* Infinite loop */
    /* USER CODE BEGIN WHILE */
while (1){
    /* USER CODE END WHILE */

    /* USER CODE BEGIN 3 */
if(flag_doPID == 1){ // El PID se debe actualizar cada 200 ms
    //HAL_GPIO_WritePin(LD3_GPIO_Port, LD3_Pin, GPIO_PIN_SET);

    //Se convierte la medida del ADC a una medida de temperatura:
    meas_temperature = ADCRaw2Temperature(NTC_ADC, meas_temperature);

    //Se actualiza el PID
    doPI(&my_PID, meas_temperature);

    //Se cambia el D del PWM
    user_pwm_setvalue(htim1, TIM_CHANNEL_1, (uint16_t)my_PID.u);

    //Se borra el flag
    flag_doPID = 0;
    //HAL_GPIO_WritePin(LD3_GPIO_Port, LD3_Pin, GPIO_PIN_RESET);
}

if(flag_doFFT== 1){ // La FFT se debe hacer cada 40ms
    HAL_GPIO_WritePin(FFT_PERIOD_DEBUG_GPIO_Port, FFT_PERIOD_DEBUG_Pin, GPIO_PIN_SET);
    // Se pasan las muestras del buffer del ADC al buffer de la ventana de la FFT
    id_buf = 0;
    first_Id = fifo_sector*(FFT_WINDOW_SIZE);
    last_Id = first_Id + FFT_WINDOW_SIZE - 1;
    for(uint16_t i = first_Id; i <= last_Id; i+=1){
        fft_in_buf[id_buf] =(float32_t)PD_ADC_FIFO[i];
        id_buf++;
    }
}

```

```

}
fifo_sector++;
if(fifo_sector==2)fifo_sector = 0;
//Se realiza la FFT
doFFT();
heating_flag = HAL_GPIO_ReadPin(HEATING_PIN_GPIO_Port, HEATING_PIN_Pin);

if((heating_flag==0)){// Si el filtro está sintonizado : (Poniendo el jumper)
// Se corrige la temperatura
if((out_mag_array[0] >= 55)){
if(FFT_counter == 5){
if( out_phase_array[0] > -15){// El filtro esta a la izquierda del laser
my_PID.setPointTemperature += 0.5;
}
else if(out_phase_array[0] < -15){// El filtro esta a la derecha del laser
my_PID.setPointTemperature += -0.5;
}
}
FFT_counter = 0;
}
FFT_counter++;
}
else{
FFT_counter = 0;
}
}
else if(heating_flag==1){
debugPrint(&huart2, "Sintonizar el filtro a mano");
FFT_counter = 0;
}
//Se muestra por el puerto serie el set point de temperatura
float2char(aux1, my_PID.setPointTemperature);
sprintf(mensaje_env, "%s", aux1);
debugPrint(&huart2, mensaje_env);
//Se muestra por el puerto serie la temperatura
float2char(aux1, meas_temperature);
sprintf(mensaje_env, "%s", aux1);
debugPrint(&huart2, mensaje_env);
//Se muestra por el puerto serie (NORMAL)
sprintf(mensaje_env, "%d,%d",
out_mag_array[0],
out_phase_array[0]);
debugPrintln(&huart2, mensaje_env);

//Se borra el flag
flag_doFFT = 0;
HAL_GPIO_WritePin(FFT_PERIOD_DEBUG_GPIO_Port,
FFT_PERIOD_DEBUG_Pin,

```

```

        GPIO_PIN_RESET);
    }
}
/* USER CODE END 3 */

}

/**
 * @brief System Clock Configuration
 * @retval None
 */
void SystemClock_Config(void)
{
    RCC_OscInitTypeDef RCC_OscInitStruct = {0};
    RCC_ClkInitTypeDef RCC_ClkInitStruct = {0};
    RCC_PeriphCLKInitTypeDef PeriphClkInit = {0};

    /** Configure LSE Drive Capability
    */
    HAL_PWR_EnableBkUpAccess();
    __HAL_RCC_LSEDRIVE_CONFIG(RCC_LSEDRIVE_LOW);
    /** Initializes the RCC Oscillators according to the specified parameters
    * in the RCC_OscInitTypeDef structure.
    */
    RCC_OscInitStruct.OscillatorType = RCC_OSCILLATORTYPE_LSE|RCC_OSCILLATORTYPE_MSI;
    RCC_OscInitStruct.LSEState = RCC_LSE_ON;
    RCC_OscInitStruct.MSIState = RCC_MSI_ON;
    RCC_OscInitStruct.MSICalibrationValue = 0;
    RCC_OscInitStruct.MSIClockRange = RCC_MSIRANGE_6;
    RCC_OscInitStruct.PLL.PLLState = RCC_PLL_ON;
    RCC_OscInitStruct.PLL.PLLSource = RCC_PLLSOURCE_MSI;
    RCC_OscInitStruct.PLL.PLLM = 1;
    RCC_OscInitStruct.PLL.PLLN = 40;
    RCC_OscInitStruct.PLL.PLLP = RCC_PLLP_DIV7;
    RCC_OscInitStruct.PLL.PLLQ = RCC_PLLQ_DIV2;
    RCC_OscInitStruct.PLL.PLLR = RCC_PLLR_DIV2;
    if (HAL_RCC_OscConfig(&RCC_OscInitStruct) != HAL_OK)
    {
        Error_Handler();
    }
    /** Initializes the CPU, AHB and APB buses clocks
    */
    RCC_ClkInitStruct.ClockType = RCC_CLOCKTYPE_HCLK|RCC_CLOCKTYPE_SYSCLK
                                |RCC_CLOCKTYPE_PCLK1|RCC_CLOCKTYPE_PCLK2;
    RCC_ClkInitStruct.SYSCLKSource = RCC_SYSCLKSOURCE_PLLCLK;
    RCC_ClkInitStruct.AHBCLKDivider = RCC_SYSCLK_DIV1;
    RCC_ClkInitStruct.APB1CLKDivider = RCC_HCLK_DIV1;

```

```

RCC_ClkInitStruct.APB2CLKDivider = RCC_HCLK_DIV1;

if (HAL_RCC_ClockConfig(&RCC_ClkInitStruct, FLASH_LATENCY_4) != HAL_OK)
{
    Error_Handler();
}
PeriphClkInit.PeriphClockSelection = RCC_PERIPHCLK_USART2|RCC_PERIPHCLK_ADC;
PeriphClkInit.Usart2ClockSelection = RCC_USART2CLKSOURCE_PCLK1;
PeriphClkInit.AdcClockSelection = RCC_ADCCLKSOURCE_SYSCLK;
if (HAL_RCCEx_PeriphCLKConfig(&PeriphClkInit) != HAL_OK)
{
    Error_Handler();
}
/** Configure the main internal regulator output voltage
 */
if (HAL_PWREx_ControlVoltageScaling(PWR_REGULATOR_VOLTAGE_SCALE1) != HAL_OK)
{
    Error_Handler();
}
/** Enable MSI Auto calibration
 */
HAL_RCCEx_EnableMSIPLLMode();
}

/**
 * @brief NVIC Configuration.
 * @retval None
 */
static void MX_NVIC_Init(void)
{
    /* TIM2_IRQn interrupt configuration */
    HAL_NVIC_SetPriority(TIM2_IRQn, 0, 0);
    HAL_NVIC_EnableIRQ(TIM2_IRQn);
    /* EXTI3_IRQn interrupt configuration */
    HAL_NVIC_SetPriority(EXTI3_IRQn, 0, 0);
    HAL_NVIC_EnableIRQ(EXTI3_IRQn);
}

/**
 * @brief ADC1 Initialization Function
 * @param None
 * @retval None
 */
static void MX_ADC1_Init(void)
{
    /* USER CODE BEGIN ADC1_Init 0 */

```

```

/* USER CODE END ADC1_Init 0 */

ADC_ChannelConfTypeDef sConfig = {0};

/* USER CODE BEGIN ADC1_Init 1 */

/* USER CODE END ADC1_Init 1 */
/** Common config
 */
hadc1.Instance = ADC1;
hadc1.Init.ClockPrescaler = ADC_CLOCK_ASYNC_DIV1;
hadc1.Init.Resolution = ADC_RESOLUTION_10B;
hadc1.Init.DataAlign = ADC_DATAALIGN_RIGHT;
hadc1.Init.ScanConvMode = ADC_SCAN_ENABLE;
hadc1.Init.EOCSelection = ADC_EOC_SEQ_CONV;
hadc1.Init.LowPowerAutoWait = DISABLE;
hadc1.Init.ContinuousConvMode = DISABLE;
hadc1.Init.NbrOfConversion = 2;
hadc1.Init.DiscontinuousConvMode = DISABLE;
hadc1.Init.ExternalTrigConv = ADC_EXTERNALTRIG_T2_TRGO;
hadc1.Init.ExternalTrigConvEdge = ADC_EXTERNALTRIGCONVEDGE_RISING;
hadc1.Init.DMAContinuousRequests = ENABLE;
hadc1.Init.Overrun = ADC_OVR_DATA_OVERWRITTEN;
hadc1.Init.OversamplingMode = DISABLE;
if (HAL_ADC_Init(&hadc1) != HAL_OK)
{
    Error_Handler();
}
/** Configure Regular Channel
 */
sConfig.Channel = ADC_CHANNEL_11;
sConfig.Rank = ADC_REGULAR_RANK_1;
sConfig.SamplingTime = ADC_SAMPLETIME_6CYCLES_5;
sConfig.SingleDiff = ADC_SINGLE_ENDED;
sConfig.OffsetNumber = ADC_OFFSET_NONE;
sConfig.Offset = 0;
if (HAL_ADC_ConfigChannel(&hadc1, &sConfig) != HAL_OK)
{
    Error_Handler();
}
/** Configure Regular Channel
 */
sConfig.Channel = ADC_CHANNEL_12;
sConfig.Rank = ADC_REGULAR_RANK_2;
if (HAL_ADC_ConfigChannel(&hadc1, &sConfig) != HAL_OK)
{

```



```

    Error_Handler();
}
/* USER CODE BEGIN ADC1_Init 2 */
/* ### - 2 - Start calibration ##### */
if (HAL_ADCEx_Calibration_Start(&hadc1, ADC_SINGLE_ENDED) != HAL_OK)
{
    Error_Handler();
}
/* USER CODE END ADC1_Init 2 */

}

/**
 * @brief DAC1 Initialization Function
 * @param None
 * @retval None
 */
static void MX_DAC1_Init(void)
{

    /* USER CODE BEGIN DAC1_Init 0 */

    /* USER CODE END DAC1_Init 0 */

    DAC_ChannelConfTypeDef sConfig = {0};

    /* USER CODE BEGIN DAC1_Init 1 */

    /* USER CODE END DAC1_Init 1 */
    /** DAC Initialization
    */
    hdac1.Instance = DAC1;
    if (HAL_DAC_Init(&hdac1) != HAL_OK)
    {
        Error_Handler();
    }
    /** DAC channel OUT1 config
    */
    sConfig.DAC_SampleAndHold = DAC_SAMPLEANDHOLD_DISABLE;
    sConfig.DAC_Trigger = DAC_TRIGGER_EXT_IT9;
    sConfig.DAC_OutputBuffer = DAC_OUTPUTBUFFER_ENABLE;
    sConfig.DAC_ConnectOnChipPeripheral = DAC_CHIPCONNECT_DISABLE;
    sConfig.DAC_UserTrimming = DAC_TRIMMING_FACTORY;
    if (HAL_DAC_ConfigChannel(&hdac1, &sConfig, DAC_CHANNEL_1) != HAL_OK)
    {
        Error_Handler();
    }
}

```

```

    /* USER CODE BEGIN DAC1_Init 2 */

    /* USER CODE END DAC1_Init 2 */

}

/**
 * @brief TIM1 Initialization Function
 * @param None
 * @retval None
 */
static void MX_TIM1_Init(void)
{

    /* USER CODE BEGIN TIM1_Init 0 */

    /* USER CODE END TIM1_Init 0 */

    TIM_MasterConfigTypeDef sMasterConfig = {0};
    TIM_OC_InitTypeDef sConfigOC = {0};
    TIM_BreakDeadTimeConfigTypeDef sBreakDeadTimeConfig = {0};

    /* USER CODE BEGIN TIM1_Init 1 */

    /* USER CODE END TIM1_Init 1 */
    htim1.Instance = TIM1;
    htim1.Init.Prescaler = 160-1;
    htim1.Init.CounterMode = TIM_COUNTERMODE_UP;
    htim1.Init.Period = 1000;
    htim1.Init.ClockDivision = TIM_CLOCKDIVISION_DIV1;
    htim1.Init.RepetitionCounter = 0;
    htim1.Init.AutoReloadPreload = TIM_AUTORELOAD_PRELOAD_DISABLE;
    if (HAL_TIM_PWM_Init(&htim1) != HAL_OK)
    {
        Error_Handler();
    }
    sMasterConfig.MasterOutputTrigger = TIM_TRGO_RESET;
    sMasterConfig.MasterOutputTrigger2 = TIM_TRGO2_RESET;
    sMasterConfig.MasterSlaveMode = TIM_MASTERSLAVEMODE_DISABLE;
    if (HAL_TIMEx_MasterConfigSynchronization(&htim1, &sMasterConfig) != HAL_OK)
    {
        Error_Handler();
    }
    sConfigOC.OCMode = TIM_OCMODE_PWM1;
    sConfigOC.Pulse = 100;
    sConfigOC.OCpolarity = TIM_OCPOLARITY_HIGH;
    sConfigOC.OCNPolarity = TIM_OCNPOLARITY_HIGH;

```

```

sConfigOC.OCFastMode = TIM_OCFAST_DISABLE;
sConfigOC.OCIdleState = TIM_OCIDLESTATE_RESET;
sConfigOC.OCNIdleState = TIM_OCNIDLESTATE_RESET;
if (HAL_TIM_PWM_ConfigChannel(&htim1, &sConfigOC, TIM_CHANNEL_1) != HAL_OK)
{
    Error_Handler();
}
sBreakDeadTimeConfig.OffStateRunMode = TIM_OSSR_DISABLE;
sBreakDeadTimeConfig.OffStateIDLEMode = TIM_OSSI_DISABLE;
sBreakDeadTimeConfig.LockLevel = TIM_LOCKLEVEL_OFF;
sBreakDeadTimeConfig.DeadTime = 0;
sBreakDeadTimeConfig.BreakState = TIM_BREAK_DISABLE;
sBreakDeadTimeConfig.BreakPolarity = TIM_BREAKPOLARITY_HIGH;
sBreakDeadTimeConfig.BreakFilter = 0;
sBreakDeadTimeConfig.Break2State = TIM_BREAK2_DISABLE;
sBreakDeadTimeConfig.Break2Polarity = TIM_BREAK2POLARITY_HIGH;
sBreakDeadTimeConfig.Break2Filter = 0;
sBreakDeadTimeConfigAutomaticOutput = TIM_AUTOMATICOUTPUT_DISABLE;
if (HAL_TIMEx_ConfigBreakDeadTime(&htim1, &sBreakDeadTimeConfig) != HAL_OK)
{
    Error_Handler();
}
/* USER CODE BEGIN TIM1_Init 2 */
HAL_TIM_PWM_Start(&htim1, TIM_CHANNEL_1);
/* USER CODE END TIM1_Init 2 */
HAL_TIM_MspPostInit(&htim1);

}

/**
 * @brief TIM2 Initialization Function
 * @param None
 * @retval None
 */
static void MX_TIM2_Init(void)
{
    /* USER CODE BEGIN TIM2_Init 0 */

    /* USER CODE END TIM2_Init 0 */

    TIM_ClockConfigTypeDef sClockSourceConfig = {0};
    TIM_MasterConfigTypeDef sMasterConfig = {0};

    /* USER CODE BEGIN TIM2_Init 1 */

    /* USER CODE END TIM2_Init 1 */

```

```

    htim2.Instance = TIM2;
    htim2.Init.Prescaler = 20000-1;
    htim2.Init.CounterMode = TIM_COUNTERMODE_UP;
    htim2.Init.Period = 1;
    htim2.Init.ClockDivision = TIM_CLOCKDIVISION_DIV1;
    htim2.Init.AutoReloadPreload = TIM_AUTORELOAD_PRELOAD_DISABLE;
    if (HAL_TIM_Base_Init(&htim2) != HAL_OK)
    {
        Error_Handler();
    }
    sClockSourceConfig.ClockSource = TIM_CLOCKSOURCE_INTERNAL;
    if (HAL_TIM_ConfigClockSource(&htim2, &sClockSourceConfig) != HAL_OK)
    {
        Error_Handler();
    }
    sMasterConfig.MasterOutputTrigger = TIM_TRGO_UPDATE;
    sMasterConfig.MasterSlaveMode = TIM_MASTERSLAVEMODE_DISABLE;
    if (HAL_TIMEx_MasterConfigSynchronization(&htim2, &sMasterConfig) != HAL_OK)
    {
        Error_Handler();
    }
    /* USER CODE BEGIN TIM2_Init 2 */
    HAL_TIM_Base_Start_IT(&htim2); // Se inicia el timer 2 como base de tiempos.
    /* USER CODE END TIM2_Init 2 */

}

/**
 * @brief USART2 Initialization Function
 * @param None
 * @retval None
 */
static void MX_USART2_UART_Init(void)
{

    /* USER CODE BEGIN USART2_Init 0 */

    /* USER CODE END USART2_Init 0 */

    /* USER CODE BEGIN USART2_Init 1 */

    /* USER CODE END USART2_Init 1 */
    huart2.Instance = USART2;
    huart2.Init.BaudRate = 230400;
    huart2.Init.WordLength = UART_WORDLENGTH_8B;
    huart2.Init.StopBits = UART_STOPBITS_1;
    huart2.Init.Parity = UART_PARITY_NONE;

```

```

    huart2.Init.Mode = UART_MODE_TX_RX;
    huart2.Init.HwFlowCtl = UART_HWCONTROL_NONE;
    huart2.Init.OverSampling = UART_OVERSAMPLING_16;
    huart2.Init.OneBitSampling = UART_ONE_BIT_SAMPLE_DISABLE;
    huart2.AdvancedInit.AdvFeatureInit = UART_ADVFEATURE_NO_INIT;
    if (HAL_UART_Init(&huart2) != HAL_OK)
    {
        Error_Handler();
    }
    /* USER CODE BEGIN USART2_Init 2 */

    /* USER CODE END USART2_Init 2 */

}

/**
 * Enable DMA controller clock
 */
static void MX_DMA_Init(void)
{

    /* DMA controller clock enable */
    __HAL_RCC_DMA1_CLK_ENABLE();

}

/**
 * @brief GPIO Initialization Function
 * @param None
 * @retval None
 */
static void MX_GPIO_Init(void)
{
    GPIO_InitTypeDef GPIO_InitStruct = {0};

    /* GPIO Ports Clock Enable */
    __HAL_RCC_GPIOC_CLK_ENABLE();
    __HAL_RCC_GPIOA_CLK_ENABLE();
    __HAL_RCC_GPIOB_CLK_ENABLE();

    /* Configure GPIO pin Output Level */
    HAL_GPIO_WritePin(FFT_PERIOD_DEBUG_GPIO_Port, FFT_PERIOD_DEBUG_Pin, GPIO_PIN_RESET);

    /* Configure GPIO pin Output Level */
    HAL_GPIO_WritePin(LD3_GPIO_Port, LD3_Pin, GPIO_PIN_RESET);

    /* Configure GPIO pin : FFT_PERIOD_DEBUG_Pin */

```

```

GPIO_InitStruct.Pin = FFT_PERIOD_DEBUG_Pin;
GPIO_InitStruct.Mode = GPIO_MODE_OUTPUT_PP;
GPIO_InitStruct.Pull = GPIO_NOPULL;
GPIO_InitStruct.Speed = GPIO_SPEED_FREQ_LOW;
HAL_GPIO_Init(FFT_PERIOD_DEBUG_GPIO_Port, &GPIO_InitStruct);

/* Configure GPIO pins : PA3 PA9 */
GPIO_InitStruct.Pin = GPIO_PIN_3|GPIO_PIN_9;
GPIO_InitStruct.Mode = GPIO_MODE_IT_RISING;
GPIO_InitStruct.Pull = GPIO_NOPULL;
HAL_GPIO_Init(GPIOA, &GPIO_InitStruct);

/* Configure GPIO pin : HEATING_PIN_Pin */
GPIO_InitStruct.Pin = HEATING_PIN_Pin;
GPIO_InitStruct.Mode = GPIO_MODE_INPUT;
GPIO_InitStruct.Pull = GPIO_PULLUP;
HAL_GPIO_Init(HEATING_PIN_GPIO_Port, &GPIO_InitStruct);

/* Configure GPIO pin : LD3_Pin */
GPIO_InitStruct.Pin = LD3_Pin;
GPIO_InitStruct.Mode = GPIO_MODE_OUTPUT_PP;
GPIO_InitStruct.Pull = GPIO_NOPULL;
GPIO_InitStruct.Speed = GPIO_SPEED_FREQ_VERY_HIGH;
HAL_GPIO_Init(LD3_GPIO_Port, &GPIO_InitStruct);

}

/* USER CODE BEGIN 4 */

/* USER CODE END 4 */

/**
 * @brief This function is executed in case of error occurrence.
 * @retval None
 */
void Error_Handler(void)
{
    /* USER CODE BEGIN Error_Handler_Debug */
    /* User can add his own implementation to report the HAL error return state */

    /* USER CODE END Error_Handler_Debug */
}

#ifdef USE_FULL_ASSERT
/**
 * @brief Reports the name of the source file and the source line number
 * where the assert_param error has occurred.

```

```

    * @param file: pointer to the source file name
    * @param line: assert_param error line source number
    * @retval None
    */
void assert_failed(uint8_t *file , uint32_t line)
{
    /* USER CODE BEGIN 6 */
    /* User can add his own implementation to report the file name and line number,
       tex: printf("Wrong parameters value: file %s on line %d\r\n", file , line) */
    /* USER CODE END 6 */
}
#endif /* USE_FULL_ASSERT */

/***** (C) COPYRIGHT STMicroelectronics *****END OF FILE*****/

```

### A.1.2 stm32l4xx\_it.c

```

/* Includes ----- */
#include "main.h"
#include "stm32l4xx_it.h"
/* Private includes ----- */
/* USER CODE BEGIN Includes */
/* USER CODE END Includes */

/* Private typedef ----- */
/* USER CODE BEGIN TD */

/* USER CODE END TD */

/* Private define ----- */
/* USER CODE BEGIN PD */

/* USER CODE END PD */

/* Private macro ----- */
/* USER CODE BEGIN PM */

/* USER CODE END PM */

/* Private variables ----- */
/* USER CODE BEGIN PV */
uint16_t sample_counter = 0;
uint16_t TIM2_tick_cnt = 0;
/* USER CODE END PV */

/* Private function prototypes ----- */
/* USER CODE BEGIN PFP */

```

```

/* USER CODE END PFP */

/* Private user code _____*/
/* USER CODE BEGIN 0 */

/* USER CODE END 0 */

/* External variables _____*/
extern TIM_HandleTypeDef htim2;
/* USER CODE BEGIN EV */

/* USER CODE END EV */

/*****
/*          Cortex-M4 Processor Interruption and Exception Handlers
*/
/*****
/**
 * @brief This function handles Non maskable interrupt.
 */
void NMI_Handler(void)
{
    /* USER CODE BEGIN NonMaskableInt_IRQn 0 */

    /* USER CODE END NonMaskableInt_IRQn 0 */
    /* USER CODE BEGIN NonMaskableInt_IRQn 1 */

    /* USER CODE END NonMaskableInt_IRQn 1 */
}

/**
 * @brief This function handles Hard fault interrupt.
 */
void HardFault_Handler(void)
{
    /* USER CODE BEGIN HardFault_IRQn 0 */

    /* USER CODE END HardFault_IRQn 0 */
    while (1)
    {
        /* USER CODE BEGIN W1_HardFault_IRQn 0 */
        /* USER CODE END W1_HardFault_IRQn 0 */
    }
}

/**

```



```

    * @brief This function handles Memory management fault.
    */
void MemManage_Handler(void)
{
    /* USER CODE BEGIN MemoryManagement_IRQn 0 */

    /* USER CODE END MemoryManagement_IRQn 0 */
    while (1)
    {
        /* USER CODE BEGIN W1_MemoryManagement_IRQn 0 */
        /* USER CODE END W1_MemoryManagement_IRQn 0 */
    }
}

/**
 * @brief This function handles Prefetch fault, memory access fault.
 */
void BusFault_Handler(void)
{
    /* USER CODE BEGIN BusFault_IRQn 0 */

    /* USER CODE END BusFault_IRQn 0 */
    while (1)
    {
        /* USER CODE BEGIN W1_BusFault_IRQn 0 */
        /* USER CODE END W1_BusFault_IRQn 0 */
    }
}

/**
 * @brief This function handles Undefined instruction or illegal state.
 */
void UsageFault_Handler(void)
{
    /* USER CODE BEGIN UsageFault_IRQn 0 */

    /* USER CODE END UsageFault_IRQn 0 */
    while (1)
    {
        /* USER CODE BEGIN W1_UsageFault_IRQn 0 */
        /* USER CODE END W1_UsageFault_IRQn 0 */
    }
}

/**
 * @brief This function handles System service call via SWI instruction.
 */

```

```

void SVC_Handler(void)
{
    /* USER CODE BEGIN SVC_Call_IRQn 0 */

    /* USER CODE END SVC_Call_IRQn 0 */
    /* USER CODE BEGIN SVC_Call_IRQn 1 */

    /* USER CODE END SVC_Call_IRQn 1 */
}

/**
 * @brief This function handles Debug monitor.
 */
void DebugMon_Handler(void)
{
    /* USER CODE BEGIN DebugMonitor_IRQn 0 */

    /* USER CODE END DebugMonitor_IRQn 0 */
    /* USER CODE BEGIN DebugMonitor_IRQn 1 */

    /* USER CODE END DebugMonitor_IRQn 1 */
}

/**
 * @brief This function handles Pendable request for system service.
 */
void PendSV_Handler(void)
{
    /* USER CODE BEGIN PendSV_IRQn 0 */

    /* USER CODE END PendSV_IRQn 0 */
    /* USER CODE BEGIN PendSV_IRQn 1 */

    /* USER CODE END PendSV_IRQn 1 */
}

/**
 * @brief This function handles System tick timer.
 */
void SysTick_Handler(void)
{
    /* USER CODE BEGIN SysTick_IRQn 0 */

    /* USER CODE END SysTick_IRQn 0 */
    HAL_IncTick();
    /* USER CODE BEGIN SysTick_IRQn 1 */

```

```

    /* USER CODE END SysTick_IRQn 1 */
}

/*****
/* STM32L4xx Peripheral Interrupt Handlers
*/
/* Add here the Interrupt Handlers for the used peripherals.
*/
/* For the available peripheral interrupt handler names,
*/
/* please refer to the startup file (startup_stm32l4xx.s).
*/
*****/

/**
 * @brief This function handles EXTI line3 interrupt.
 */
void EXTI3_IRQHandler(void)
{
    /* USER CODE BEGIN EXTI3_IRQn 0 */

    // Se recogen muestras del ADC en cada evento externo
    NTC_ADC = aADCxConvertedData[0];
    PD_ADC_FIFO[sample_counter] = aADCxConvertedData[1];

    // Se actualiza el contador de muestras.
    sample_counter++;

    // Cada vez que se llena un sector (0.001*4096) = 4.096s
    if(sample_counter==(FFT_WINDOW_SIZE-1) ||
        sample_counter == (2*FFT_WINDOW_SIZE-1)){
        flag_doFFT = 1; //Se activa el flag para hacer la FFT
    }

    // Cuando se llena el buffer del fotodiodo:
    if(sample_counter == (FFT_WINDOW_SIZE*2))
        sample_counter = 0; // Se reinicia el contador de muestras

    /* USER CODE END EXTI3_IRQn 0 */
    HAL_GPIO_EXTI_IRQHandler(GPIO_PIN_3);
    /* USER CODE BEGIN EXTI3_IRQn 1 */

    /* USER CODE END EXTI3_IRQn 1 */
}

/**
 * @brief This function handles TIM2 global interrupt.

```

```

    */
void TIM2_IRQHandler(void)
{
    /* USER CODE BEGIN TIM2_IRQn 0 */

    HAL_GPIO_TogglePin(LD3_GPIO_Port, LD3_Pin);

    TIM2_tick_cnt++;
    //200*1/(1000) = 200ms Para que se realize el PID cada 200 ms
    if (TIM2_tick_cnt==200) {
        flag_doPID = 1;
        TIM2_tick_cnt = 0;
    }

    /* USER CODE END TIM2_IRQn 0 */
    HAL_TIM_IRQHandler(&htim2);
    /* USER CODE BEGIN TIM2_IRQn 1 */

    /* USER CODE END TIM2_IRQn 1 */
}

/* USER CODE BEGIN 1 */

/* USER CODE END 1 */

/***** (C) COPYRIGHT STMicroelectronics *****END OF FILE*****/

```



**Universidad de Alcalá**  
**Departamento de Electrónica**  
**Escuela Politécnica Superior**



ESCUELA POLITECNICA  
SUPERIOR



Universidad  
de Alcalá